



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TRABAJO FINAL DE GRADO

**TÍTULO DEL TFG:** Integración de un discriminador de microondas reconfigurable usando un desfasador de 180 grados en tecnología MEMS.

**TITULACIÓN:** Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**AUTOR:** Alexis Díaz Flores.

**DIRECTOR:** Ignacio Llamas-Garro

**FECHA:** 23/10/2016

**Título: Integración de un discriminador de microondas reconfigurable usando un desfasador de 180 grados en tecnología MEMS.**

**Autor: Alexis Díaz Flores.**

**Director: Ignacio Llamas-Garro**

**Fecha: 23/10/2016**

## **Resumen**

En este proyecto final de grado se expone el diseño e integración de los componentes de un discriminador de microondas reconfigurable de 2 puertos, que es el componente principal de un sistema de medición de frecuencia reconfigurable de 2 bits. Se describe la tipología de los discriminadores de frecuencia; y se presenta al medidor de frecuencia instantánea.

El medidor de frecuencia reconfigurable permite la identificación de cualquier señal desconocida en el intervalo de frecuencia de 30 a 40 GHz, correspondiente a la banda Ka. El discriminador de microondas es el componente principal que se encarga de realizar esta función dentro del receptor.

Para implementar el discriminador de microondas reconfigurable, se ha utilizado la combinación de la tecnología uniplanar y los sistemas microelectromecánicos de radiofrecuencia (RF-MEMS).

El discriminador de microondas está formado por un desfasador MEMS de 180°, un divisor de potencia que también actúa como un combinador, una transición *cpw-slotline* y una línea de referencia de longitud  $\lambda/2$ ; todos estos componentes están integrados en un sustrato de cuarzo.

Para implementar el diseño final, se ha realizado primero el estudio de la unión transición – desfasador MEMS y se ha comprobado que los resultados obtenidos con *ADS/Momentum* son satisfactorios, para posteriormente integrar este diseño resultante junto con los demás componentes del discriminador reconfigurable. De esta manera se obtienen los 2 bits de identificación de la señal a la salida del discriminador reconfigurable.

Integrar la tecnología uniplanar con la tecnología MEMS en el desarrollo de este dispositivo, permite dotar al dispositivo de un tamaño compacto y reducido, consumir menos energía y facilitar su fabricación.

**Title: Integration of Reconfigurable Microwave Discriminator using 180° phase shifter MEMS technology.**

**Author: Alexis Díaz Flores.**

**Director: Ignacio Llamas-Garro**

**Date: 23/10/2016**

## **Overview**

This final degree project presents the design and integration of the components of a 2-port reconfigurable microwave discriminator, main component of a 2-bit reconfigurable frequency measurement system. Furthermore, it is explained the typology of the microwave discriminators and the instantaneous frequency measurement receiver.

The reconfigurable frequency measurement system allows identification of any unknown signal in the frequency range from 30 to 40 GHz, corresponding Ka-Band. The microwave discriminator is the main component that performs the frequency identification function within the receiver. This receiver is implemented from the combination of uniplanar technology and radio frequency microelectromechanical systems (RF-MEMS).

The microwave discriminator is formed by a MEMS 180° phase shifter, a power divider which also acts as a power combiner, a cpw-slotline transition and a reference line; all these components are integrated on a quartz substrate.

The final design has been made from the union between a cpw-slotline transition and a MEMS 180° phase shifter and it has been tested than the results obtained with ADS/Momentum are suitable. Later this resultant design has been implemented with the other components of the microwave discriminator. In this way has obtained the 2 bits of identification of the signal at the output of the microwave discriminator.

The technologies used during the development of this device allow the circuit to be more compact and smaller, to consume less power and to be easier to manufacture compared to bulky instantaneous frequency measurement techniques.

# ÍNDICE

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>6</b>
1.1. Objetivo .....	6
1.2. Objetivos del proyecto .....	9
1.3. La tecnología RF-MEMS.....	9
1.4. Organización de este proyecto .....	10
1.5. Bibliografía .....	12
<b>CAPÍTULO 2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN UNIPLANARES .....</b>	<b>13</b>
2.1. Introducción .....	13
2.2. Slotline.....	14
2.3. Línea coplanar (CPW) .....	15
2.3.1. Modo coplanar par.....	15
2.3.2. Modo coplanar impar.....	16
2.4. Bibliografía .....	18
<b>CAPÍTULO 3. DISCRIMINADORES DE MICROONDAS .....</b>	<b>19</b>
3.1. Introducción .....	19
3.2. Medidores de frecuencia instantánea .....	19
3.3. Tipos de discriminadores de microondas .....	20
3.3.1. Discriminadores de microondas fijo .....	20
3.3.2. Discriminadores de microondas reconfigurables .....	20
3.4. Bibliografía .....	23
<b>CAPÍTULO 4. UNIÓN TRANSICIÓN – DESFASADOR MEMS DE 180° .....</b>	<b>24</b>
4.1. Diseño de la transición CPW - Slotline .....	24
4.1.1. Pérdidas por Retorno .....	26
4.1.2. Pérdidas por Transmisión.....	27
4.2. Diseño Desfasador MEMS de 180°.....	27
4.2.1. Funcionamiento del Desfasador <i>MEMS</i> Reconfigurable .....	28
4.2.1.1 Resultados de la simulación.....	29
4.3. Diseño Unión Transición – Desfasador MEMS 180° .....	29
4.3.1. Características Físicas .....	30
4.3.2. Resultados de la unión Transición - Desfasador MEMS.....	31
4.3.2.1 Resultados del diseño final.....	34
4.4. Bibliografía .....	36

**CAPÍTULO 5. DISEÑO FINAL – DISCRIMINADOR DE MICROONDAS RECONFIGURABLE DE 2 - BITS ..... 37**

**5.1 Introducción ..... 37**

**5.2. Divisor de potencia ..... 38**

5.2.1. Pérdida por Retorno del Divisor / Combinador..... 39

5.2.2. Pérdida por Transmisión ..... 39

**5.3. Diseño del discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits. .... 40**

5.3.1 Características físicas ..... 41

5.3.2 Resultados..... 44

**5.4. Bibliografía ..... 46**

**CAPÍTULO 6. CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO ..... 47**

**6.1. Conclusión ..... 47**

**6.2. Trabajo futuro ..... 47**

**6.3. Bibliografía ..... 48**

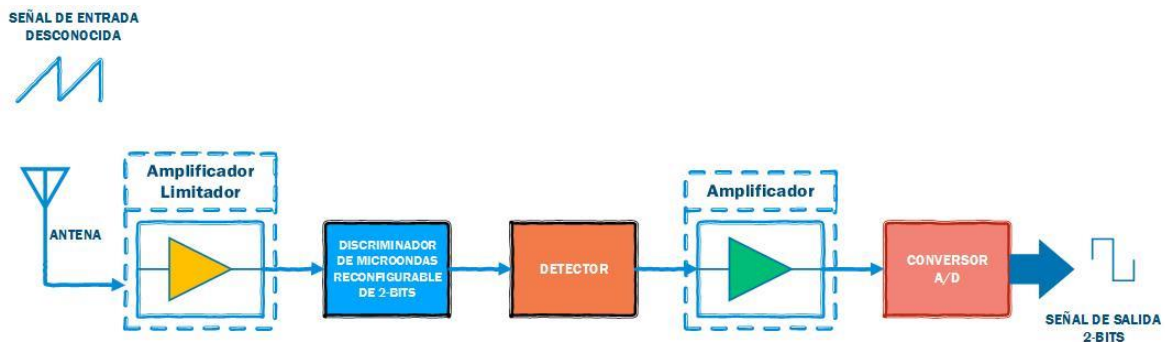
# CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1. Objetivo

Este proyecto final de grado plantea el diseño de un discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits, a partir de la unificación de los componentes diseñados en [1]. Este dispositivo, es una de las partes más importantes de un sistema de Medición de Frecuencia Reconfigurable (MFR), debido a que es el encargado de identificar las frecuencias desconocidas, mientras que los demás componentes del sistema se encargan de acondicionar la señal.

Para el diseño del prototipo se ha utilizado la combinación de 2 tecnologías: la tecnología uniplanar junto con la reconfigurabilidad que aportan los sistemas microelectromecánicos (MEMS). La tecnología MEMS es el que aporta la reconfigurabilidad y escalabilidad al discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits.

El sistema MFR está formado por un amplificador limitador, el discriminador de microondas reconfigurable, un detector, un amplificador y un convertidor analógico/digital, tal como muestra el diagrama de bloques de la **Fig. 1.1**.



**Fig. 1.1** Sistema de medición de frecuencia reconfigurable de 2 bits.

Con el objetivo de reducir el tamaño y peso de los sistemas de medición de frecuencia convencionales, se desarrolla este discriminador de microondas reconfigurable de 2-bits, con dos puertos, con el cual además se reduce el consumo energético y a su vez también proporciona mayor facilidad en su fabricación, gracias al uso de la tecnología uniplanar en el diseño de los componentes que lo integran.

A continuación se describe la funcionalidad de cada componente que forma un sistema medidor de frecuencia reconfigurable.

El amplificador limitador se ocupa de reducir la sensibilidad de entrada al discriminador, evitando perturbaciones en los niveles de señal, mejorando de esta manera la precisión en la detección de la señal.

El Discriminador de Microondas Reconfigurable (DMR) es el corazón del sistema MFR. Para identificar una señal, se determina la frecuencia, la amplitud, ancho de pulso, tiempo de llegada, ángulo de llegada. Estos parámetros son importantes para identificar señales de RF desconocidas. A partir de estos parámetros se genera una secuencia de bits de identificación.

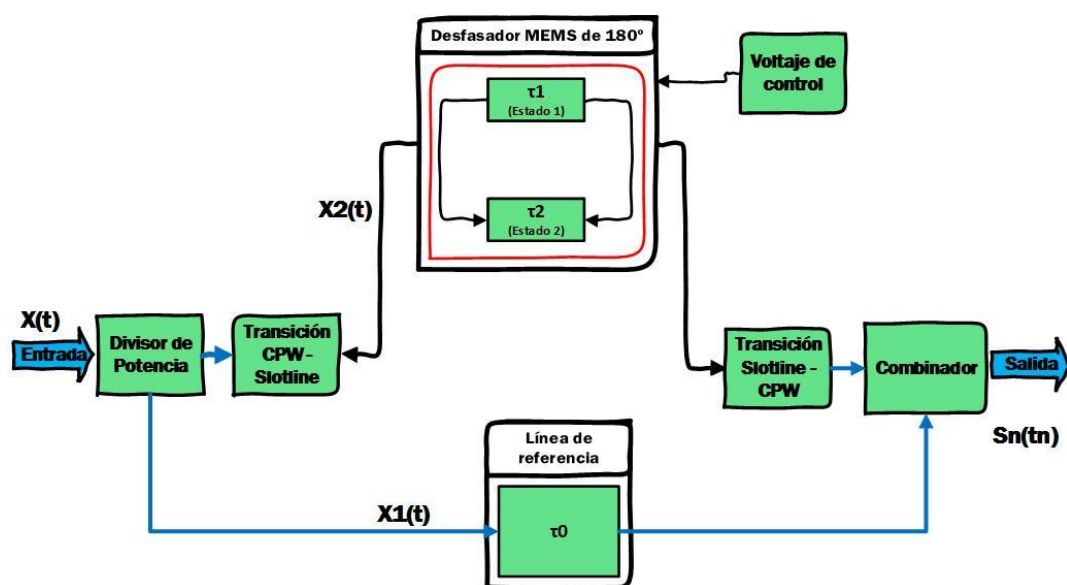
El diseño desarrollado en este trabajo opera en la banda Ka, cuyo intervalo de frecuencia va de 30 a 40 GHz. En este rango de frecuencia, se han desarrollado un gran número de aplicaciones de telecomunicación destinadas a proporcionar comunicaciones vía satélite, radares, etc. Por lo tanto, una aplicación de este dispositivo es el del uso del espectro electromagnético.

El detector sirve para realizar una auto-correlación de la señal de entrada debido a su característica de no linealidad.

El amplificador se encarga de acondicionar la señal de salida del detector, para su posterior procesamiento digital.

Finalmente, el convertidor analógico/digital se encarga de digitalizar la señal analógica recibida. En esta etapa se obtienen los bits de identificación de frecuencia.

En la **Fig. 1.2** se muestra un diagrama de bloques de los componentes que forman el discriminador de microondas realizado.



**Fig. 1.2** Diagrama de bloques de los componentes que forman un discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits.

Para entender el funcionamiento del discriminador se considerará la siguiente señal sinusoidal de entrada:

$$x(t) = \text{sen}(wt) \quad (1.1)$$

La señal (1.1), es dividida en dos señales iguales por el divisor:

$$x_1(t) = \frac{\text{sen}(wt)}{2} \quad (1.2)$$

$$x_2(t) = \frac{\text{sen}(wt)}{2} \quad (1.3)$$

Posteriormente, la señal 1.2 se propaga por la línea de referencia, la cual presenta un retardo  $\tau_0$ . La señal resultante es:

$$s_1(t_1) = x_1(t - \tau_0) \quad (1.4)$$

Mientras que la señal (1.3), se propaga por el desfasador MEMS de  $180^\circ$  cuyos retardos son:  $\tau_1$  (Estado 1) y  $\tau_2$  (Estado 2). El encargado de realizar la selección entre un retardo y otro, es el sistema MEMS diseñado.

$$s_2(t_1) = x_2(t - \tau_1) \quad (1.5)$$

$$s_3(t_2) = x_2(t - \tau_2) \quad (1.6)$$

Finalmente, la señal combinada resultante que se obtiene a la salida del discriminador reconfigurable, es la suma de la señal descrita en (1.4), combinadas con las señales (1.5) y (1.6), definidas como  $s_{01}(t_1)$  (Estado 1 del desfasador) y  $s_{02}(t_2)$  (Estado 2 del desfasador)

$$s_{01}(t_1) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(\tau_0 - \tau_1)}{2}\right) \cos\left(\frac{w(\tau_1 - \tau_0)}{2}\right) \quad (1.7)$$

$$s_{02}(t_2) = \text{sen}\left(\frac{2wt - w(\tau_0 - \tau_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{w(\tau_2 - \tau_0)}{2}\right) \quad (1.8)$$

Por lo tanto, la línea que presenta mayor retardo ( $\tau_{\text{máx}}$ ) determina la resolución en frecuencia del discriminador y la línea con menor retardo ( $\tau_{\text{min}}$ ) limita la banda de frecuencia del receptor.



## 1.2. Objetivos del proyecto

El principal objetivo de este proyecto es diseñar un discriminador de microondas reconfigurable, integrando en un solo dispositivo los componentes diseñados en [1].

En [2], se desarrolla un medidor de frecuencia reconfigurable utilizando diodos PIN y la tecnología *microstrip*. El diseño desarrollado en este proyecto también es una alternativa para la implementación de un receptor Medidor de Frecuencia Instantánea (MFI), como por ejemplo el estudiado en [3].

Para entender el funcionamiento global del discriminador de microondas es necesario comprender el comportamiento de cada uno de los componentes que lo integran. Por ello, uno de los objetivos de este proyecto es combinar dos tipos de tecnología; la uniplanar para realizar los diseños del desfasador, Transición *CPW-Slotline* y el divisor/combinador de 2 etapas *Wilkinson* y por otro lado la tecnología MEMS, la cual aporta la reconfigurabilidad y escalabilidad al diseño.

El segundo objetivo es el modelado circuital de la unión transición – desfasador MEMS. Para ello se utilizará el software *Advanced Design System (ADS)* y mediante la herramienta de simulación *EM Momentum* se extraen los parámetros característicos asociados a esta unión. En primer lugar, se simula el circuito desfasador utilizando el sustrato multicapa para cada estado. Posteriormente se importará el diseño como un componente a la biblioteca de ADS, para su integración sobre esquemático con el componente de las transiciones.

Por último, se integra en un único dispositivo el diseño comentado anteriormente con el divisor/combinador de potencia unidos por una línea de referencia  $\lambda/2$ . Se simulará con la herramienta *ADS/Momentum* todo el bloque final con todos los componentes integrados, para llegar obtener a los bits de identificación de frecuencia.

Por último, para llevar a cabo el discriminador de microondas reconfigurable es necesario comprender el funcionamiento de la tecnología RF-MEMS.

Cabe destacar que el dispositivo presentado en este proyecto está diseñado para identificar cualquier señal desconocida en la banda de operación por medio de la conmutación entre sus estados.

## 1.3. La tecnología RF-MEMS

La tecnología MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) se empezó a desarrollar en los años setenta para el desarrollo de sensores de presión, temperatura y aceleración [4].

Esta tecnología integra tanto dispositivos mecánicos como electrónicos en un único *microchip* para producir un rendimiento superior en aplicaciones de alta frecuencia [5].

En el área de las telecomunicaciones, la tendencia es hacer dispositivos más reducidos (microsistemas). Estos microsistemas presentan ciertas ventajas respecto a sus equivalentes macroscópicos, siendo una de ellas: menor tamaño, menor peso, bajo coste, uso eficiente de la energía y en algunos casos mayor precisión. Estas ventajas han significado un avance en el desarrollo de esta tecnología en el sector aeroespacial, automoción, instrumentación electrónica, óptica, biotecnología y telecomunicaciones [8]. Además, algunos de estos dispositivos se caracterizan por ser reconfigurables y escalables.

Los conmutadores MEMS son dispositivos que utilizan movimiento mecánico para cambiar de estado. Este movimiento mecánico se puede obtener por la actuación electrostática, electrotérmica y la magnética. El modo de actuación electrostático es el que servirá para dotar de movimiento al RFM.

Existen dos grandes familias de conmutadores RF-MEMS, los de contacto óhmico y los de contacto capacitivo. El contacto óhmico se basa en el contacto entre 2 metales (contacto metal-metal). Por otro lado, el contacto capacitivo está basado en un contacto metal-dieléctrico-metal. En este diseño se emplearán conmutadores MEMS de tipo capacitivo, el cual se compone de una placa suspendida de silicio, sobre un metal cubierto por una capa de aislante de nitruro de silicio y que es accionada electrostáticamente mediante el uso de una tensión de corriente continua aplicada a un par de electrodos como se detalla en [6].

Se conocen dos tecnologías para la fabricación de dispositivos MEMS: el micromecanizado en volumen y el micromecanizado superficial. Estas técnicas nos permiten realizar el espacio de aire entre el conductor central y la placa suspendida. En este proyecto se empleará el micromecanizado volumétrico. El proceso de fabricación se detalla en [7].

## **1.4. Organización de este proyecto**

En este apartado se describe brevemente el contenido que cubre cada uno de los capítulos que forman el presente proyecto.

El capítulo 1 está dedicado a introducir y mostrar los objetivos de este proyecto final de carrera. Para ello, se expone el funcionamiento del discriminador de microondas reconfigurable de 2-bits. Además, se detalla la tecnología MEMS a utilizar en la implementación del desfasador MEMS 180°.

El capítulo 2 presenta un estudio de las líneas de transmisión uniplanares, *slotline* y CPW. Se definen sus características físicas y se explica el modo par e impar de la línea CPW y el modo *slotline*. Además, se hace referencia al uso de los puentes equipotenciales (*airbridges*).

El capítulo 3 abarca una breve introducción a los discriminadores de microondas, Para ello se realiza una breve explicación de una de sus aplicaciones como son los medidores de frecuencia instantánea; se presentan los dos tipos de discriminadores: fijos y reconfigurables y se realiza una comparación entre ellos.

El capítulo 4 expone la integración de la Transición – Desfasador MEMS en un solo componente. Los resultados se han obtenido usando la herramienta *ADS/Momentum*.

El capítulo 5, presenta la integración de todos los componentes del discriminador de microondas reconfigurable en un solo dispositivo, es decir; la unión del divisor de potencia, transición *CPW– Slotline*, el desfasador en sus dos estados, la línea de referencia y por último el combinador. También se realiza una breve introducción a los divisores/combinadores de potencia; se presenta la caracterización del dispositivo y se muestran los bits de identificación de frecuencia obtenidos.

Finalmente, en el sexto capítulo se presentan las conclusiones generales de este proyecto y el trabajo a desarrollar en un futuro, para el diseño e implementación del medidor de frecuencia reconfigurable.

## 1.5. Bibliografía

- [1] O.Jefferson, "Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits", TFG,U.P.C, EETAC, Barcelona, España, 2016.
- [2] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I. y Melo, M. T., "2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device", *IEEE Microwave and Wireless Components Letter*, Vol. 24, No. 8, pp. 569-571, Aug. 2014.
- [3] Espinosa-Espinosa, M., Oliveira, B. G., Llamas-Garro, I., Melo, M. T y Oliveira, E. M. F., "Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters", *Asia Pacific Microwave Conference*, APMC, Sendai, Japan, 4-7 November 2014.
- [4] H.J. De los Santos, "Introduction to Microelectromechanical (MEM) Microwave Systems", *ISBN 089006-282-X. Artech House, Inc.* 1999.
- [5] Aakriti Barat, "RF-MEMS and Its Applications in Wireless Networks", *International Journal of Advancements in Research and Technology*, Vol. 2, Issue 8, August 2013.
- [6] Llamas-Garro, I., Brito-Brito, Z., Pradell, L., Giacomozzi, F., y Colpo, S., "Discretely tuned RF-MEMS bandstop filter with wide tuning range and uniform high rejection", *Electronics Letters*, Vol. 48, No. 17, August 2012.
- [7] Yongsung Kim, Llamas-Garro, I., Chang-Wook Baek, Jong-Man Kim y Yong-Kweon Kim, "New release technique of a thick sacrificial layer and residue effects on novel half-coaxial transmission line filters", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, April 2009.
- [8] P.D. Grant, M.W. Denhoff, R.R. Mansour, "A comparison between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches", *International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems*, pp. 515-521, 25-27 Aug. 2004.

## CAPÍTULO 2. LÍNEAS DE TRANSMISIÓN UNIPLANARES

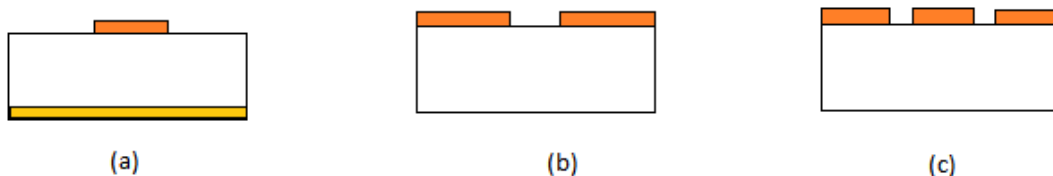
### 2.1. Introducción

La tecnología uniplanar tiene sus inicios en los años 50, siendo *microstrip* la tecnología uniplanar más popular usada durante muchos años[1].

La tecnología *microstrip* (ver **Fig. 2.1(a)**), no es viable a frecuencias altas debido a la aparición de elementos parásitos generados por la propia complejidad de su fabricación en las dos caras del sustrato. Esta complejidad se debe por la forma de interconectar a través de *via holes*, el plano de masa a los dispositivos pasivos y activos conectados en paralelo.

Una alternativa a la tecnología *microstrip*, está en el uso de las nuevas tecnologías uniplanares. Las más utilizadas comúnmente son: la línea coplanar (CPW) (ver **Fig. 2.1(c)**) y la *slotline* (ver **Fig. 2.1(b)**). Ambas comparten la misma cara del sustrato para la pista de señal. Esta característica representa alguna de las ventajas frente al uso de líneas *microstrip*. [2]

La ventaja principal de las líneas uniplanares más utilizadas está en la integración de dispositivos activos o pasivos, en serie o paralelo sin la necesidad de recurrir a *via holes* para las interconexiones con el plano de masa.

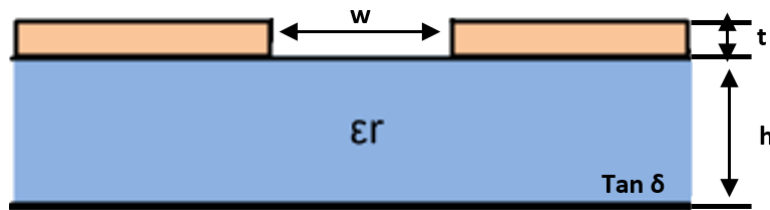


**Fig. 2.1** Líneas de transmisión uniplanar  
(a) Línea *microstrip*, (b) *slotline*, (c) CPW.

La elección de la tecnología uniplanar para el desarrollo de este proyecto, se debe al hecho de que este tipo de tecnología resulta conveniente para la integración de dispositivos RF-MEMS, por la accesibilidad que se tiene a sus planos de masa. Esto permitirá un mayor grado de integración en términos de área y peso, con lo cual se simplifica su montaje.

## 2.2. Slotline

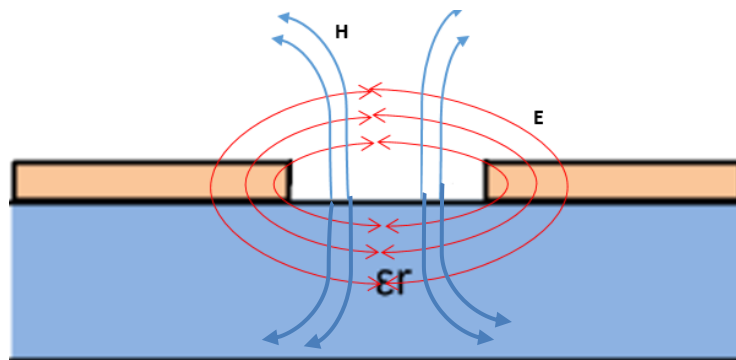
La tecnología *slotline* **Fig. 2.2.**, es una guía de ondas uniplanar, cuyas características físicas consisten en un hueco o ranura realizada sobre la metalización de una cara del sustrato dieléctrico. Este tipo de tecnología ha contribuido en el desarrollo de nuevos circuitos integrados de microondas monolíticos (MMIC) en la banda milimétrica y de microondas [3]. Algunos ejemplos del uso de esta tecnología son: mezcladores [10], filtros [11], antenas [12].



**Fig. 2.2** Parámetros físicos de una línea *slotline*.

Los parámetros físicos que determinan el comportamiento electromagnético del *slotline* vienen determinados por el grosor del dieléctrico  $h$ , la tangente de pérdidas  $\text{Tan}(\delta)$ , la permitividad dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), el grosor de las metalizaciones ( $t$ ) y el ancho de la ranura ( $w$ ). Esta anchura ( $w$ ) del *slotline* determina su impedancia característica ( $Z_0$ ). La ( $Z_0$ ) aumenta conforme aumentamos ( $w$ ) y es poco sensible a los cambios del grosor del sustrato ( $h$ ) [4].

La guía de ondas *slotline*, propaga un modo no-TEM, cuya distribución de campos puede observarse en la siguiente figura **Fig. 2.3**. Este modo de propagación es dispersivo por naturaleza, con lo cual su velocidad de propagación y su impedancia característica no serán constantes con la frecuencia. [5]



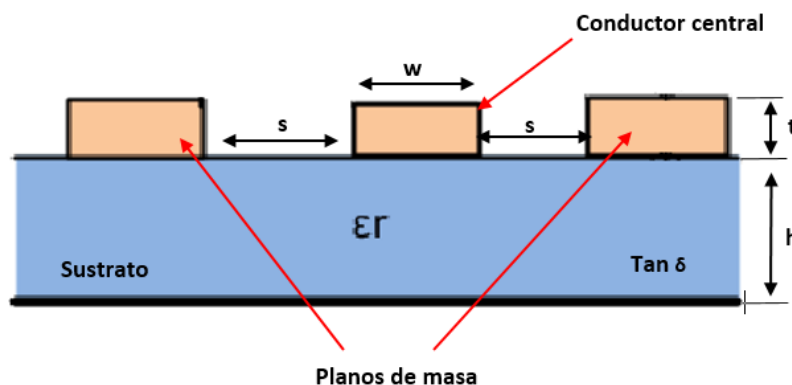
**Fig. 2.3** Distribución de campo electromagnético en una línea *slotline*.

## 2.3. Línea coplanar (CPW)

La línea de transmisión coplanar consiste en dos ranuras en paralelo aplicadas sobre una metalización de una cara del sustrato dieléctrico **Fig. 2.4**.

Se definen 3 zonas en el mismo plano de la metalización: el conductor central y dos planos de masa en los lados.

Los parámetros físicos que determinan el comportamiento electromagnético de la línea coplanar vienen definidos por el grosor del dieléctrico ( $h$ ), la tangente de pérdidas  $\text{Tan}(\delta)$ , la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), el grosor de las metalizaciones ( $t$ ), el ancho de los *slots* ( $w$ ) y el ancho del conductor central ( $s$ ) [6].



**Fig. 2.4** Parámetros físicos de la línea coplanar.

Una de las principales características de la línea coplanar (CPW) es la propagación multimodal. Esta tecnología propaga dos modos fundamentales: el modo coplanar par y el modo coplanar impar [6].

Usualmente se aprovecha esta propiedad multimodal de las tecnologías uniplanares para la conversión entre las configuraciones de campo de la tecnología coplanar en modo par y la del modo *slotline*. Este tipo de conversiones son los llamados baluns (*"balanced to unbalanced"*) [12].

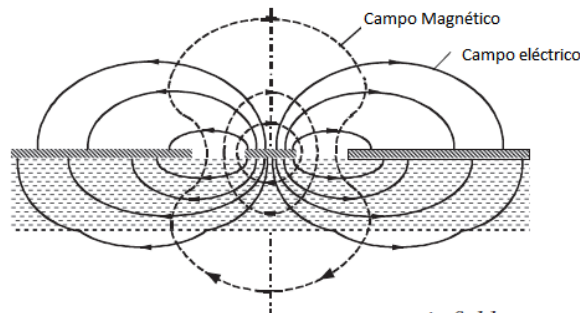
Para llevar a cabo este proyecto se hizo uso de la propiedad anteriormente comentada, para facilitar la conexión entre el divisor/combinador de potencia y el desfasador MEMS de  $180^\circ$  realizado en el proyecto expuesto en [7].

### 2.3.1. Modo coplanar par

El modo coplanar par es un modo quasi-TEM, poco dispersivo. Esta dispersión se incrementa cuanto mayor sea la anchura de sus slots [6].

Debido a la baja dispersión que presenta el modo CPW par, es posible desarrollar aplicaciones de banda ancha como por ejemplo los circuitos integrados de microondas (**MIC**) [6].

Se puede observar que en la distribución del campo electromagnético del modo CPW par (**Fig. 2.5 (b)**), el sentido del campo eléctrico en cada una de las ranuras es el opuesto al del otro. Con esta configuración se reducen las pérdidas por radiación del modo par, por lo que el campo queda muy confinado en la ranura.

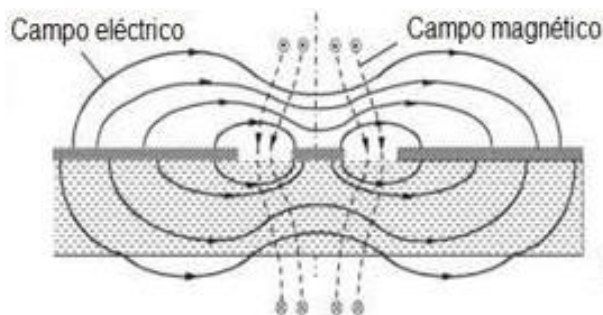


**Fig. 2.5** Distribución electromagnética del modo CPW par, [6]

### 2.3.2. Modo coplanar impar

El modo coplanar (**CPW**) impar es un modo no-TEM, que no se suele usar habitualmente, ya que tradicionalmente se le consideró como espurio, debido a su comportamiento dispersivo y radiativo [6].

La distribución del campo eléctrico de la línea CPW modo impar se puede observar en la (**Fig. 2.6**). En esta configuración de campo eléctrico, el conductor central es prácticamente transparente a la propagación de la señal en modo impar, ya que este no transporta corriente, pero en cambio en los planos de masa circulan corrientes longitudinales en sentido opuesto.

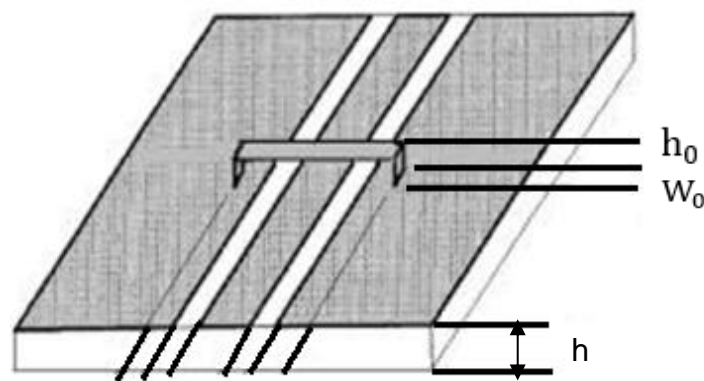


**Fig. 2.6** Distribución electromagnética del modo CPW impar, [6]



Como se comentó con anterioridad, el modo CPW impar es un modo que no se suele utilizar, por su comportamiento dispersivo y radiativo. Es por ello que habitualmente se conectan puentes de conexión equipotenciales entre sus planos de masa que eliminan este modo de propagación.

Para disminuir el comportamiento inductivo que se añade al agregar estos puentes equipotenciales, estos deben ser lo más anchos y cortos posibles. La **Fig. 2.7** muestra un ejemplo de conexión con *airbridges* [9]. El *airbridge* se modela como dos postes rectangulares de altura  $h_0$ , unidos por un conductor con un determinado grosor  $W_0$ .



**Fig. 2.7** Conexión equipotencial en una línea CPW impar, [8]

## 2.4. Bibliografía

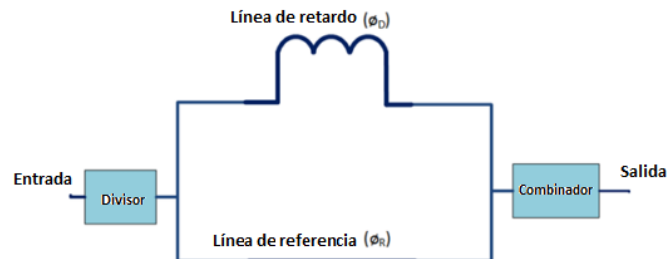
- [1] Pozar, D. M., "Transmission Line and Waveguide", Cap. 3 en *Microwave Engineering, Fourth Edition*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 147-153, Hoboken, New Jersey, 2012.
- [2] Llamas, M. A., Girbau D., Ribó M. y Pradell L, "Híbrido de 180° Uniplanar Multimodal en Banda K", *XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, pp. 93-95, 2006.
- [3] Cohn, S.B., "Slotline on a Dielectric Substrate", *IEEE Trans.*, Vol. MTT-17, pp. 768–778, 1969.
- [4] E.Mariani, J. Agrios, "slotline characteristics", *IEEE trans. On Microwave theory and Techniques*, Vol. 17, Issue 12, 1969.
- [5] Cohn, S.B., "Slotline Field Components", *IEEE Trans.*, Vol. MTT-20, pp. 172-174, 1972.
- [6] Wolff, I., *Coplanar Microwave Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, (2006).
- [7] O.Jefferson, "Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits", TFG, U.P.C., EETAC, Barcelona, España, 2016.
- [8] R. W. Jackson , "Considerations in the Use of Coplanar Waveguide For Millimeter-Wave Integrated Circuits ", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol.34, Issue. 12, Dec. 1986 .
- [9] Chung-Yi Lee, Yaozhong Liu, Tatsuo Itoh, "The Effect of the Coupled slotline Mode and Air-Bridges on CPW and NLC Waveguide Discontinuities", *IEEE Trans.*, Vol. 43, pp. 2759-2765, (1995).
- [10] K.C Gupta, R. Grag, and R. Chada, *Computer Aided Design of Microwave Circuits*. Dedham, M.A: Artech House, 1981, pp.25-43.
- [11] V. Deepu, K.R. Rohith, J. Manoj, M.N. Suma, K. Vasudevan, C.K. Aanandan, P. Mohanan, "Compact uniplanar antena for WLAN", *Electronics Letters*, Vol.43, Issue 2, pp. 70 – 72, 18 Jan. 2007.
- [12] C. Hwann-Kaeo, C. Chi-Yang and L. Hao-Hsiung, "Balun design for uniplanar broadbanddouble mixer". *IEEE Electronics Letters*, Vol.31, N°24, pp.2113-2114. Nov. 1995.

## CAPÍTULO 3. DISCRIMINADORES DE MICROONDAS

### 3.1. Introducción

Los discriminadores de frecuencia son muy importantes en el desarrollo de receptores de señales de microondas como, por ejemplo, medidores de frecuencia instantánea (MFI). En la actualidad, estos dispositivos son utilizados para implementar medidores de frecuencia reconfigurable [1]. Su funcionamiento consiste en un interferómetro basado en líneas de retardo.

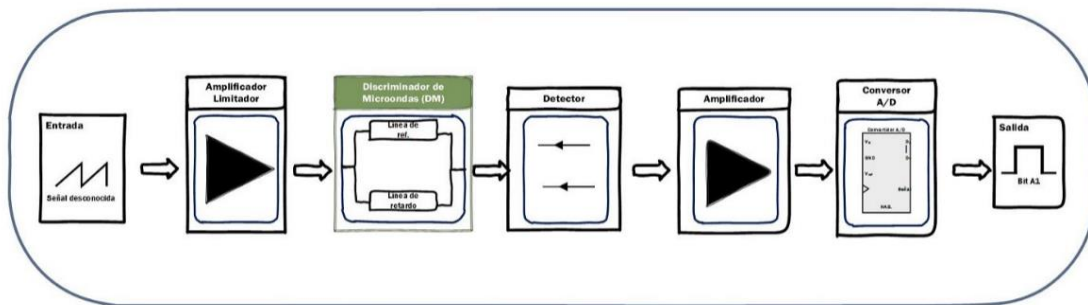
Estos dispositivos se encargan de identificar parámetros como la amplitud y frecuencia; estos parámetros son importantes para identificar señales de RF desconocidas. En la **FIG. 3.1** se muestra el diagrama de bloques de un discriminador de microondas.



**Fig. 3.1** Diagrama de bloques de un discriminador de frecuencia, [1]

### 3.2. Medidores de frecuencia instantánea

Un Medidor de Frecuencia Instantánea (**MFI**) convencional está formado por un amplificador limitador, un discriminador de microondas, un detector, un amplificador y convertidor A/D. Todos estos componentes mencionados anteriormente están conectados en cascada, como se observa en el diagrama de bloques de un **MFI** de 1 bit **FIG.3.1**.



**Fig. 3.2** Diagrama de bloques de un **MFI** de 1 bit, [1]

Con el objetivo de llegar a entender el funcionamiento global de un sistema medidor de frecuencia instantánea, es necesario comprender la función que realiza cada uno de los componentes que lo integran.

El amplificador limitador proporciona una alta ganancia para la señal RF de entrada, con lo cual incrementa la sensibilidad del receptor. Por otra parte, la figura de ruido del amplificador limitante determina la sensibilidad en un receptor MFI.

El discriminador es el componente principal de un sistema MFI. Esto se debe a que este dispositivo es el encargado de identificar las señales desconocidas de RF. Un discriminador solamente puede proporcionar un bit de identificación.

El detector se encarga de realizar una autocorrelación de la señal de entrada, debido a su característica de no linealidad.

El amplificador se encarga de acondicionar la señal de salida del detector, a los niveles necesarios para la siguiente etapa de digitalización.

Finalmente, el convertidor analógico/digital es el encargado de digitalizar la señal analógica resultante del proceso de detección de frecuencia de la señal recibida. En esta etapa se obtiene una palabra digital de identificación de frecuencia.

### **3.3. Tipos de discriminadores de microondas**

Los discriminadores de microondas se subdividen en dos tipos: Discriminadores fijos y Discriminadores reconfigurables.

#### **3.3.1. Discriminadores de microondas fijo**

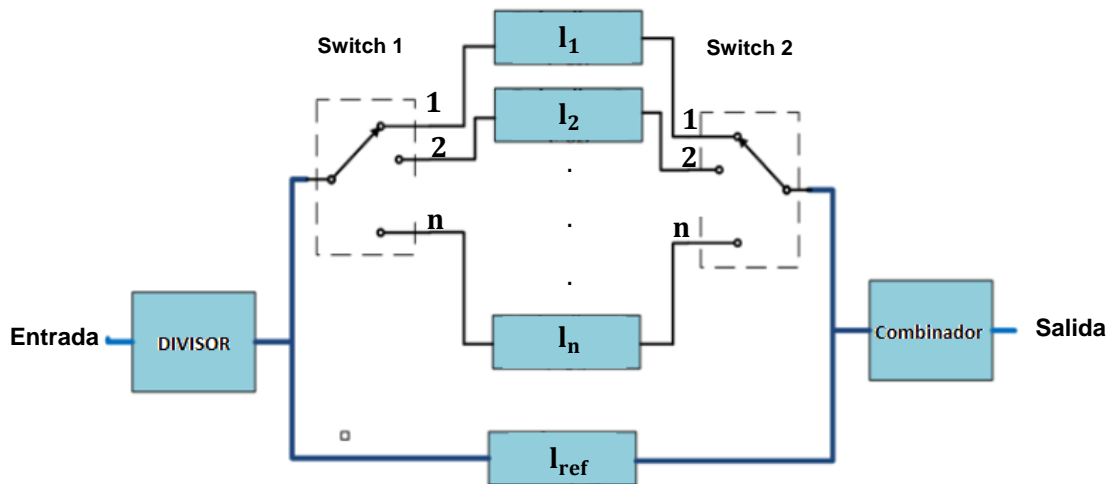
Los discriminadores fijos son sistemas de dos puertos, cuyos componentes están conectados en cascada. Los componentes que lo forman son básicamente: un divisor de potencia, una línea de referencia, una línea de retardo y por ultimo un combinador. Ver **Fig. 3.1**.

Estos discriminadores solo pueden generar 1 – bit de identificación de frecuencia. Un ejemplo de discriminador fijo de 1 – bit es el estudiado en [2], este discriminador está desarrollado con tecnología *coplanar strip* y líneas de retardo.

#### **3.3.2. Discriminadores de microondas reconfigurables**

Los Discriminadores de Microondas Reconfigurables (DMR) basan su funcionamiento en un discriminador de microondas fijo, con la diferencia que este sistema cuenta con interruptores controlados por voltaje, que seleccionan el estado de operación.

Por lo tanto, los DMR son sistemas escalables y reconfigurables. En la **Fig. 3.3** se muestra el diagrama de bloques de un discriminador de microondas reconfigurable de n-bits.



**Fig. 3.3** Diagrama de bloques de un DMR de n-bits, Fuente [1]

En la siguiente tabla 3.1, se muestra una comparación de un discriminador de microondas fijo [3] y un discriminador de microondas reconfigurable [4], en términos de potencia consumida, número de discriminadores, dimensiones y ancho de banda.

En la tabla se puede apreciar en términos de dimensiones que el discriminador fijo presenta un área mayor de casi un 50% más que el discriminador reconfigurable de 4 bits.

Los discriminadores reconfigurables tienen un mayor consumo de potencia, debido a la potencia que necesitan sus sistemas de conmutación hechos con diodos. Esta desventaja en el discriminador se ve compensada al requerir menos componentes electrónicos para implementar un sistema medidor de frecuencia, lo cual se traduce en un ahorro de energía con respecto a un sistema medidor de frecuencia implementado con discriminadores fijos.

La única desventaja que presenta un discriminador reconfigurable está en el tiempo de respuesta, debido a que este depende del tiempo de respuesta de cada diodo del conmutador. Por lo tanto, el tiempo total de respuesta de un discriminador reconfigurable, se verá afectado por el número de diodos utilizados.

Tabla 3.1 Comparación entre discriminador fijo y discriminador reconfigurable

Discriminador	Filtro rechaza banda	Reconfigurable
Tipo de discriminador	Fijo	Reconfigurable
Ancho de banda (GHz)	1.5 – 4.66	1 - 4
Resolución calculada (MHz)	62.5	187.5
Consumo de potencia (mw)	0	93.4
Tecnología uniplanar	<i>microstrip</i>	<i>microstrip</i>
Nº de discriminadores / Nº bits	4/4	1/4
Tiempo de respuesta	instantáneo	10 ns por cada diodo
Implementación	Filtro rechaza banda	Líneas de retardo
Dimensiones (mm)	199 x 113	102x96
Configuración	Paralelo	Cascada
Referencia	[3]	[4]

### 3.4. Bibliografía

- [1] Espinosa M.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I.; de Melo M. T.; 2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 24, Nº. 8, pp. 569-571, August 2014.
- [2] Espinosa M.; Gomes Moura B.; Llamas-Garro I.; Tavares de Melo M.; “Interferómetros de Radiofrecuencia Aplicados a Guerra Electrónica,” in *Proceedings of Congreso Nacional de I+D en Defensa y Seguridad*, 16-17 November 2013.
- [3] De Oliveira B. G. M.; de Melo M. T.; Llamas-Garro I.; Espinosa M.; de Oliveira M.R.T.; de Oliveira E.M.F.; Integrated Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Multi-Band-Stop Filters, in *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2014)*, 4-7 novembre 2014, Sendai (Japan).
- [4] Espinosa-Espinosa M.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I.; de Melo M.T.; Kim Jung-Mu; 4-bit, 1 to 4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency Measurement, In *Proceedings of 44th european Microwave Conference (EuMW 2014)*, 5-10 October 2014, rome (Italy).

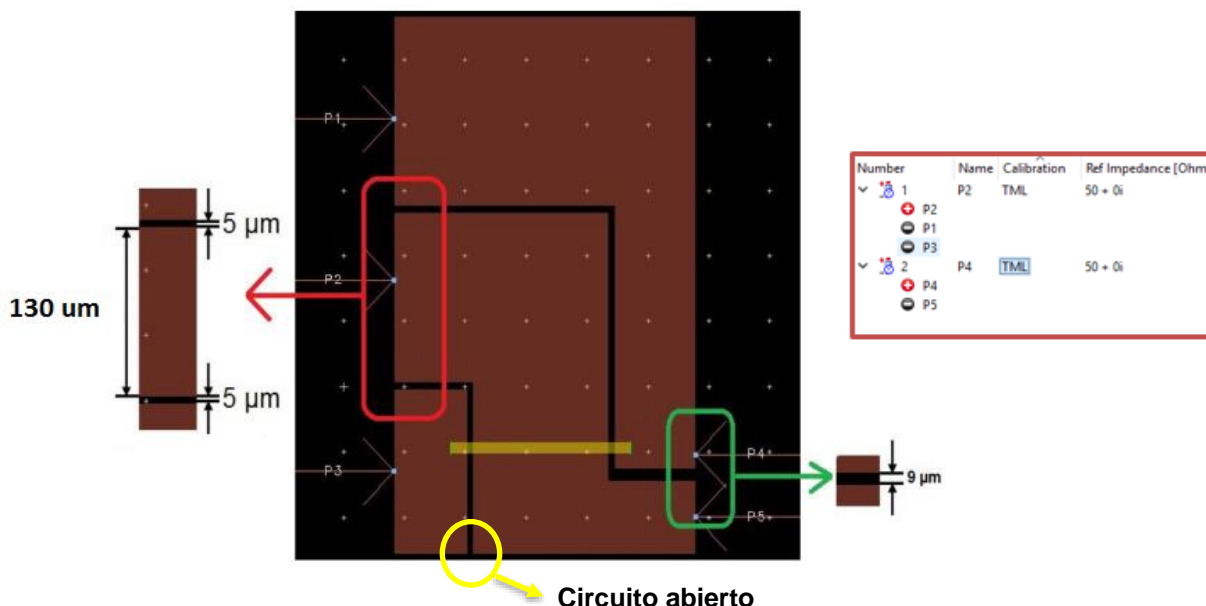
## CAPÍTULO 4. UNIÓN TRANSICIÓN – DESFASADOR MEMS DE 180°

En este capítulo se propone el diseño de la unión transición – desfasador MEMS de 180°, para su posterior implementación con los diseños del divisor/combinador de potencia unidos mediante una línea de referencia [1].

### 4.1. Diseño de la transición CPW - Slotline

Este diseño se desarrolla con el objetivo de unir y adaptar los accesos del divisor/combinador con el desfasador, ya que ambos presentan tecnologías uniplanares diferentes. Este tipo de tecnología también es utilizada para implementar nuevas topologías de circuitos con bajas pérdidas y mayor ancho de banda que los circuitos convencionales como los híbridos de 90° y 180° expuestos en [2].

En [1], se propone el diseño de la **FIG. 4.1**. En este diseño se puede observar que se deja una de las ranuras de la línea coplanar (CPW) del puerto del divisor/combinador en circuito abierto. Ello nos generaría problemas si implementamos este diseño en nuestro sistema discriminador de frecuencia reconfigurable (DMR), ya que ocasionaría que el circuito abierto pudiera verse como un *stub* acabado en circuito abierto, el cual es muy susceptible de producir pérdidas por radiación.



**Fig. 4.1** Diseño transición CPW – Slotline y configuración de puertos en la parte lateral derecha, [1].

Para eliminar las pérdidas por radiación que el anterior diseño presenta, se procederá a realizar unas modificaciones al diseño de la **Fig. 4.1.**, para que sea posible su implementación en el sistema final del DMR.

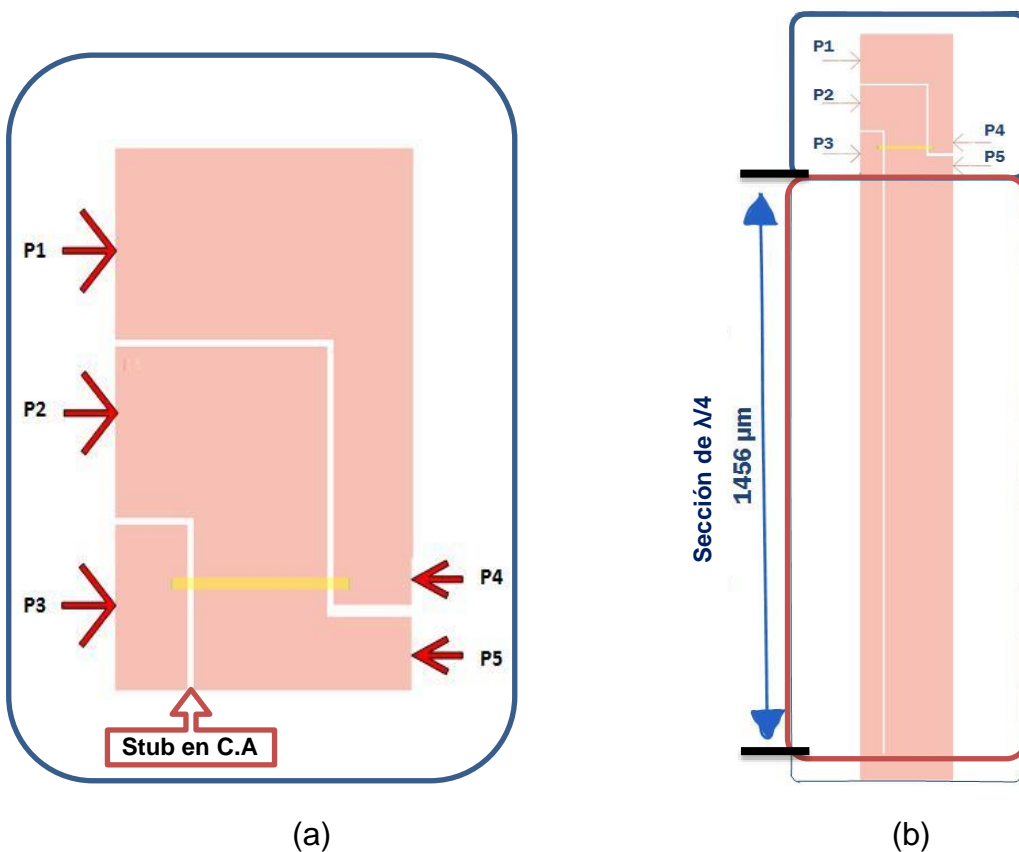


El principal cambio realizado al diseño comentado anteriormente, es el de añadir  $\lambda/4$  de longitud de onda guiada, a partir del *stub* que está en circuito abierto. Al final de esta sección de  $\lambda/4$ , se termina en cortocircuito. Con esta configuración se solucionaría el inconveniente del *stub* en circuito abierto, usando una sección de longitud  $\lambda/4$  (también llamada: “inversor de impedancias”).

Para el cálculo de sección de longitud  $\lambda/4$ , se ha utilizado la herramienta *LineCalc* de ADS. El primer paso ha sido elegir el tipo de línea coplanar y posteriormente se han colocado los parámetros del sustrato para finalmente obtener el siguiente valor para la sección de  $\lambda/4 = 1457 \mu\text{m}$ .

Por lo que, la sección de longitud  $\lambda/4$  que añadiremos al diseño transición CPW – *Slotline* es el siguiente (ver **Fig.4.1**).

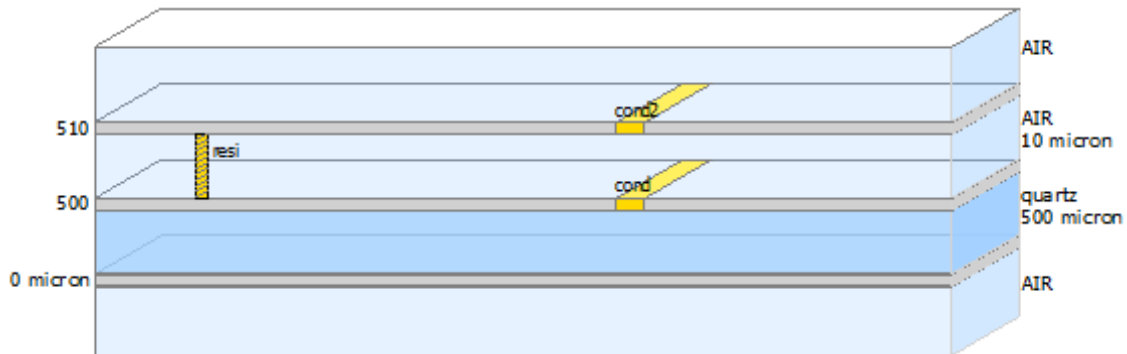
Después de obtenido el valor de la sección de onda guiada  $\lambda/4$ , se propone en este trabajo la transición CPW – *Slotline* mostrada en la **Fig. 4.2.b.**, la ventaja de esta configuración es que eliminaremos las pérdidas por radiación presentes en el anterior diseño expuesto en [1].



**Fig. 4.2** Diseño transición CPW - *Slotline*.

(a) Diseño de transición con Stub en c.a, (b) Diseño de transición añadiendo la sección de  $\lambda/4$

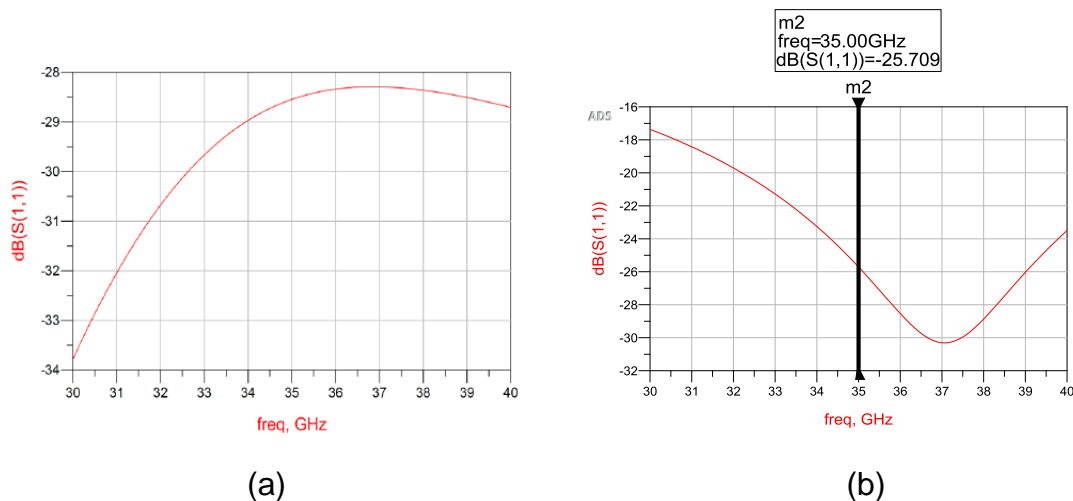
Posteriormente, se define la banda de operación del circuito y la composición del sustrato. Las capas de material usadas en la simulación son: conductor de oro de espesor  $3\text{ }\mu\text{m}$ , *airbridge* de ancho  $20\text{ }\mu\text{m}$  y de altura  $10\text{ }\mu\text{m}$  y finalmente un dieléctrico de cuarzo de  $500\text{ }\mu\text{m}$  de grosor, como se puede observar en la **Fig. 4.3**.



**Fig. 4.3** Corte vertical del sustrato multicapa de cuarzo usado para simular la transición, [1].

#### 4.1.1. Pérdidas por Retorno

La **FIG. 4.4.b** muestra la pérdida por retorno ( $S_{11}$ ), vista a la entrada de la transición de la **FIG. 4.2. b**. Se puede apreciar el cambio en las pérdidas por reflexión por el hecho de añadir la sección de  $\lambda/4$  y cortocircuitar el diseño al final de esta línea.



**Fig. 4.4** Pérdida por reflexión de la transición.

(a) Diseño de transición con Stub en c.a., (b) Diseño de transición añadiendo la sección de  $\lambda/4$ .

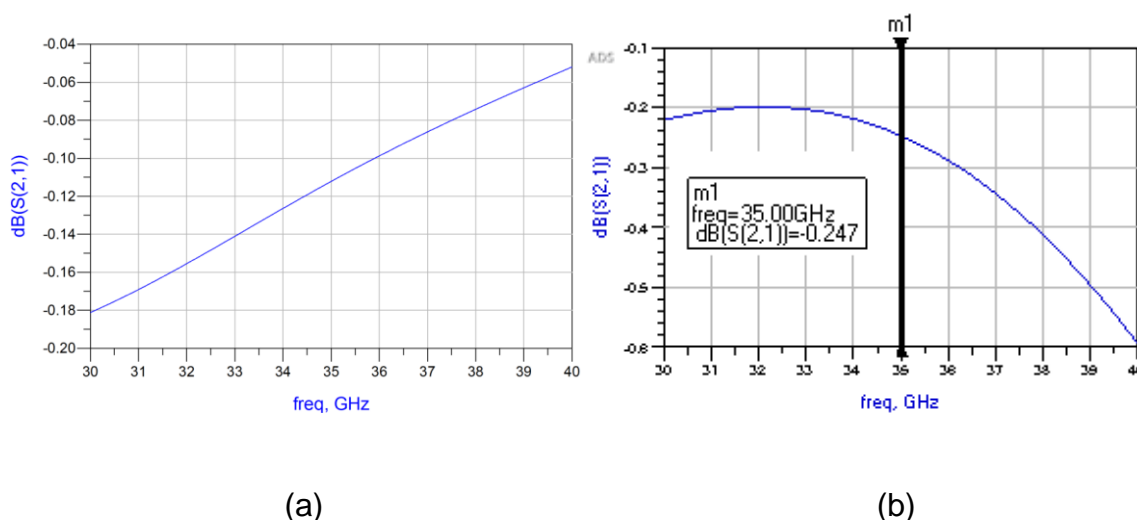
El resultado obtenido demuestra que la longitud de onda guiada  $\lambda/4$  está cumpliendo su función como inversor de impedancias, con lo cual el resultado obtenido mediante *EM Momentum*, se puede dar por satisfactorio, ya que se obtienen unas pérdidas por debajo de 18 dB en la banda de operación de 30 –

40 GHz. A la frecuencia de 35 GHz en ambos diseños se obtienen las mismas pérdidas, cuyo valor es aproximadamente 26 dB.

#### 4.1.2. Pérdidas de Inserción

En la **Fig. 4.5.** se muestran los resultados obtenidos para las pérdidas por transmisión ( $S_{21}$ ) en el puerto de salida de la transición *CPW – Slotline* de la **Fig. 4.2.b.** En esta simulación obtenida mediante *EM Momentum*, se observan los efectos que genera añadir la sección de  $\lambda/4$  en el diseño final de la transición *CPW- Slotline*. El valor de las pérdidas por transmisión que se obtiene con el nuevo diseño está comprendido entre 0,2 dB y 0,6 dB para la banda de 30 a 40 GHz.

Por lo tanto, del resultado presentado en este subapartado se concluye que la señal proveniente del divisor de potencia pasará con pocas pérdidas hacia el desfaseador y viceversa, lo cual nos indica que es un resultado satisfactorio debido a las pocas pérdidas por transmisión que presenta.



**Fig. 4.4** Pérdida de inserción de la transición.

(a) Diseño de transición con Stub en c.a, (b) Diseño de transición añadiendo la sección de  $\lambda/4$ .

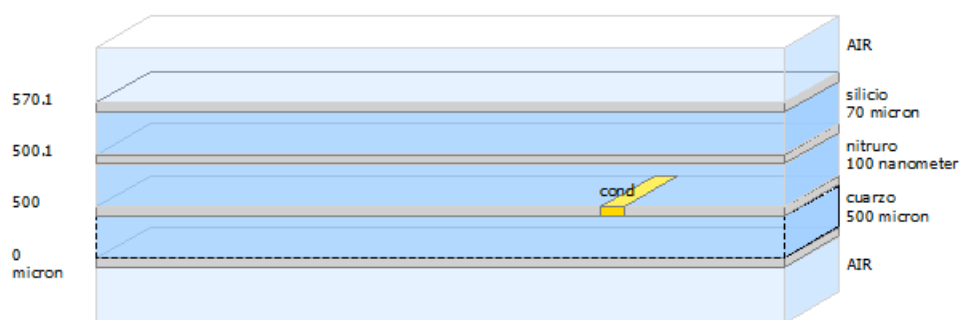
#### 4.2. Diseño Desfaseador MEMS de 180°

Este diseño es un desfaseador *MEMS* reconfigurable de dos puertos, el cual está desarrollado con la tecnología uniplanar *slotline* en forma de meandros y con un bloque de silicio que se desplaza verticalmente sobre la línea de transmisión *slotline*. El desfaseador opera en el intervalo de frecuencias de 30 a 40 GHz, que corresponde a la banda Ka.

Para llevar a cabo este proyecto se escoge el diseño del desfasador presentado en [1], cuyo funcionamiento y resultados se detallan a continuación.

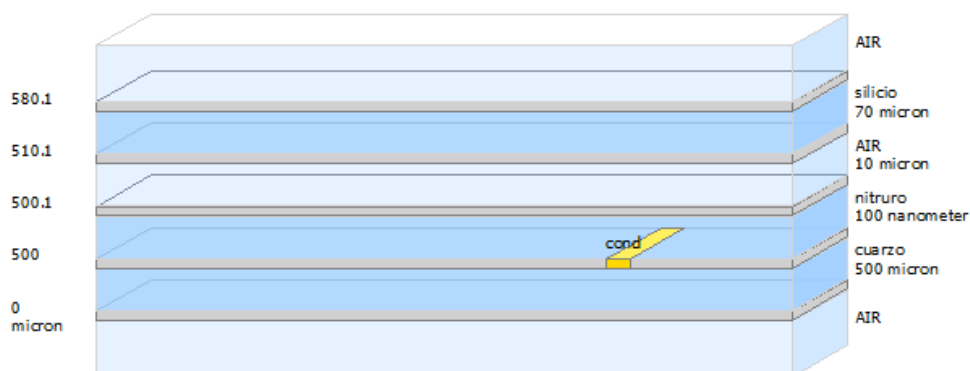
#### 4.2.1 Funcionamiento del Desfasador *MEMS* Reconfigurable

El desfasador *MEMS* consigue un desfase de  $180^\circ$ , gracias al desplazamiento en vertical del bloque de silicio con respecto al *slotline*. Este desfase se consigue por la actuación electrostática que se aplica al conmutador MEMS. Por lo tanto, con este desfasador se obtienen 2 estados. Siendo la diferencia de estos dos estados el desfase deseado de  $180^\circ$  [1]. La **Fig. 4.5.**, corresponde al estado en el cual el silicio está pegado a la línea *slotline*.



**Fig. 4.5** Corte vertical de las capas del desfasador reconfigurable. Estado 1 - Silicio pegado a la slotline, [1]

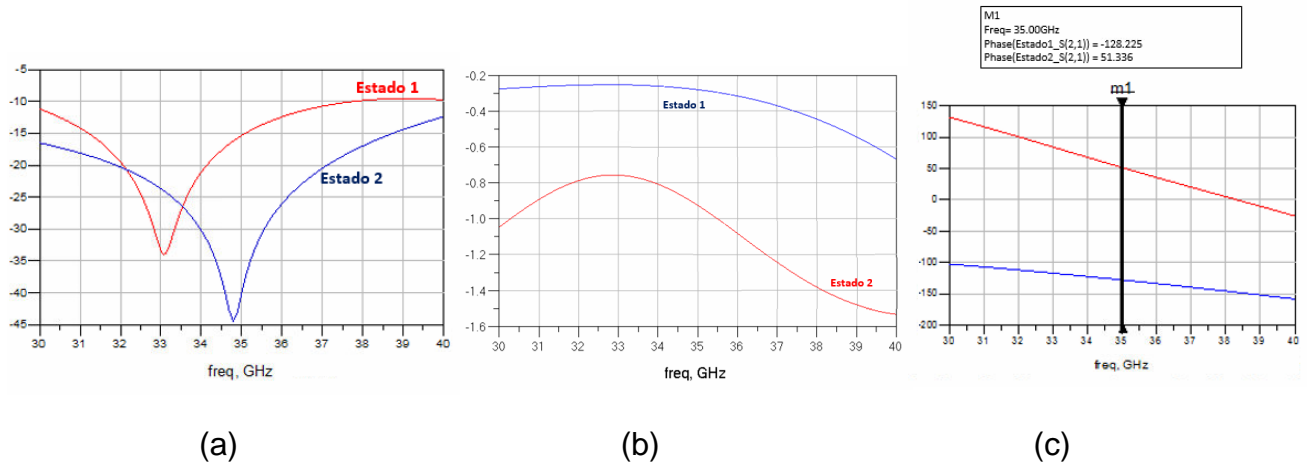
Para el segundo caso, que corresponde al segundo estado en el cual el silicio está separado de la slotline. Las capas usadas para simular se muestran en la **Fig. 4.6.**



**Fig. 4.6** Corte vertical de las capas del desfasador reconfigurable. Estado 2 - Silicio separado a la slotline, [1]

#### 4.2.1.1 Resultados de la simulación

La **Fig. 4.7.a** muestra las pérdidas por reflexión ( $S_{11}$ ) y la **Fig. 4.7.b.**, muestra las pérdidas por transmisión ( $S_{21}$ ). La **Fig. 4.7.c** muestra el desfase total que se obtiene a la frecuencia central 35 GHz, cuyo valor de desfase es 179, 56°



**Fig. 4.7** Resultados simulados en EM Momegmentum del desfasador.  
(a) Pérdidas por reflexión, (b) Pérdidas de inserción, (c) Desfase obtenido entre estados, [1]

En el siguiente apartado se procederá a unir el desfasador de 180° con las transiciones en su puerto de entrada y salida y se comprobará si la señal se ve alterada por la colocación de las transiciones.

### 4.3. Diseño Unión Transición – Desfasador MEMS 180°

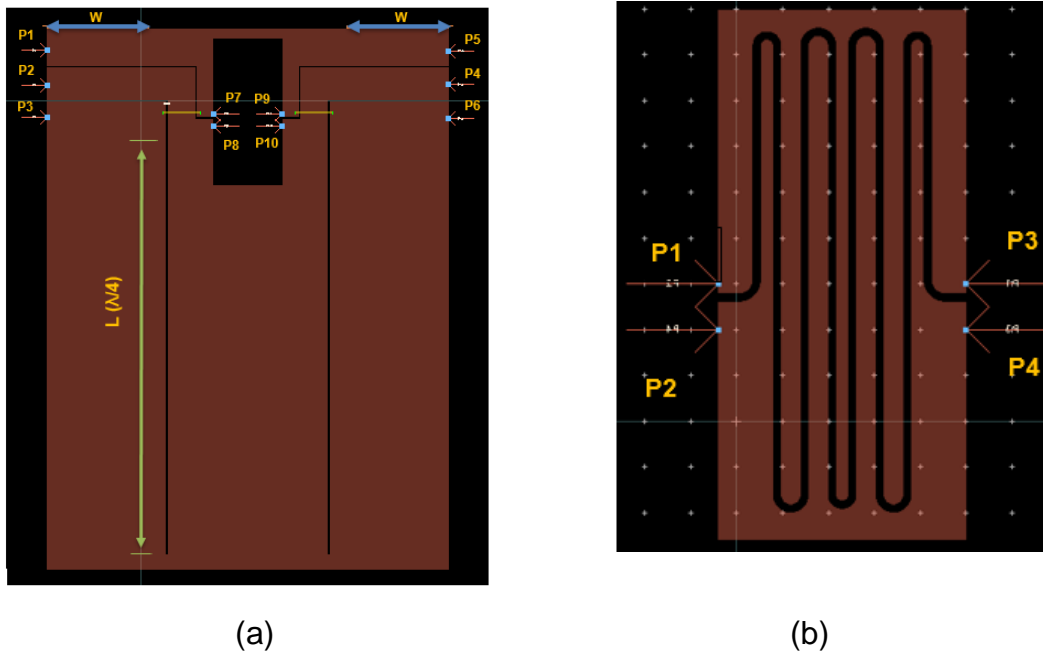
En este apartado se procederá a diseñar la unión de la transición – *slotline* con el desfasador MEMS 180°. Para ello, se utilizarán los diseños estudiados anteriormente.

El principal inconveniente que presenta este diseño está en que el desfasador presenta unas capas diferentes de simulación para cada uno de sus estados, por lo que tenemos 2 sustratos diferentes. Por otro parte, la transición CPW – Slotline que se utiliza también presenta sus propias capas con *airbridges* de por medio, con lo cual no es posible simular este diseño con tan sólo juntar ambos diseños en un único bloque y realizar el modelado del circuito con *EM Momegmentum*. Por lo tanto, no se verían reflejados los 2 estados del desfasador MEMS en el diseño final.

Para realizar la caracterización del diseño, se ha tenido que realizar una serie de pasos previos, que se detallan a continuación.

### 4.3.1 Características Físicas

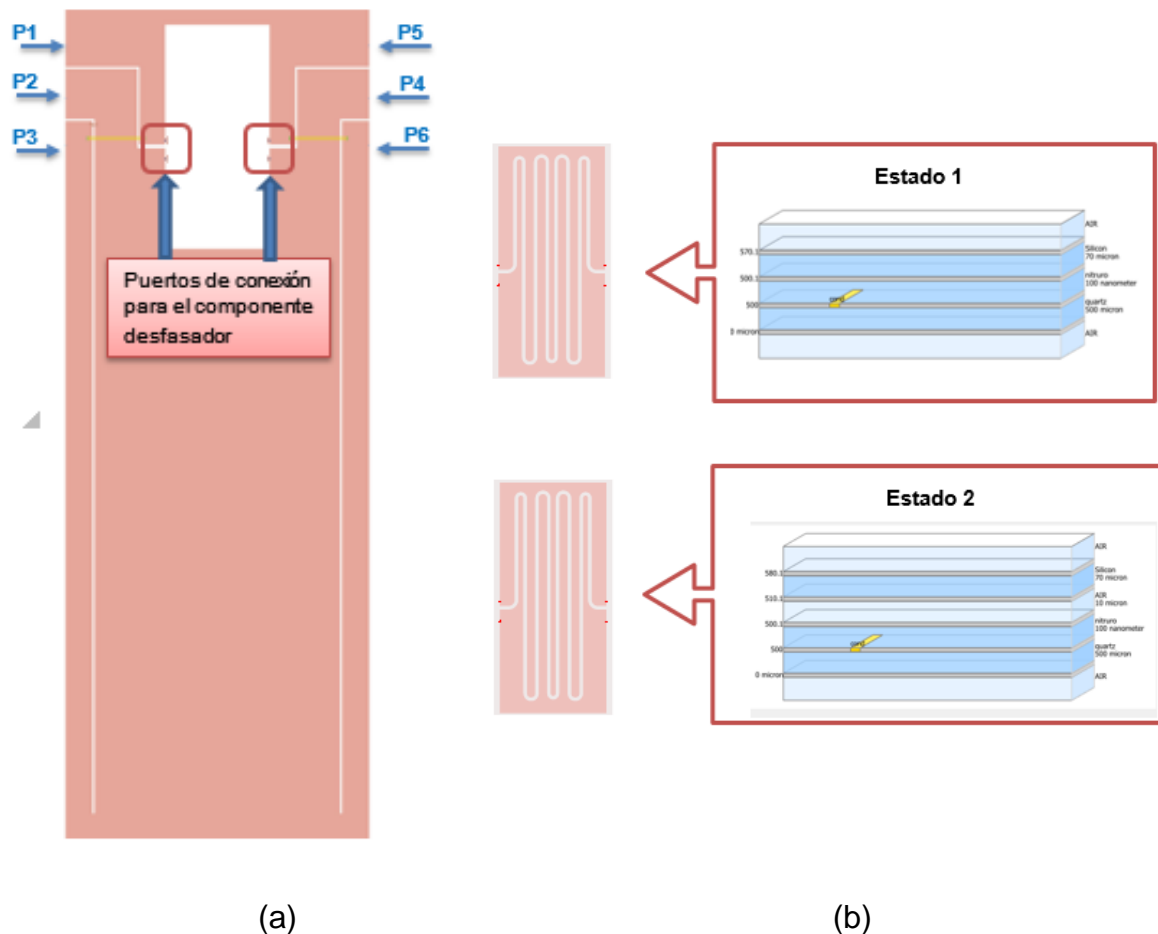
En primer lugar, se han generado dos diseños en *Layout* por separado. Un primer diseño con las dos transiciones unidas en un solo bloque, dejando el espacio necesario para colocar el diseño del desfaseador MEMS mostrado en la **Fig. 4.8.a**, y, por otro lado, el diseño en *Layout* del desfaseador mostrado en la **Fig. 4.8.b**.



**Fig. 4.8** Diseño completo del desfaseador de  $180^\circ$  incluyendo transiciones.  
 (a) Diseño en *Layout* unión de transiciones. (b) Diseño en *Layout* del desfaseador.

Una vez realizados los diseños comentados anteriormente, se asignará unas capas de simulación para cada diseño. Para el bloque de la unión de transiciones se utilizarán las capas de la **Fig.4.3**. Por otro lado, en el desfaseador utilizaremos las capas de la **Fig. 4.5**. para el estado 1 y para el estado 2 se usarán las capas de la **Fig. 4.6**.

Por último, se guardarán los diseños creados como un componente en la biblioteca de ADS, como se observa en la **Fig. 4.9**. En el caso del desfaseador tendremos 2 componentes, uno para cada uno de los estados que presenta el desfaseador MEMS.



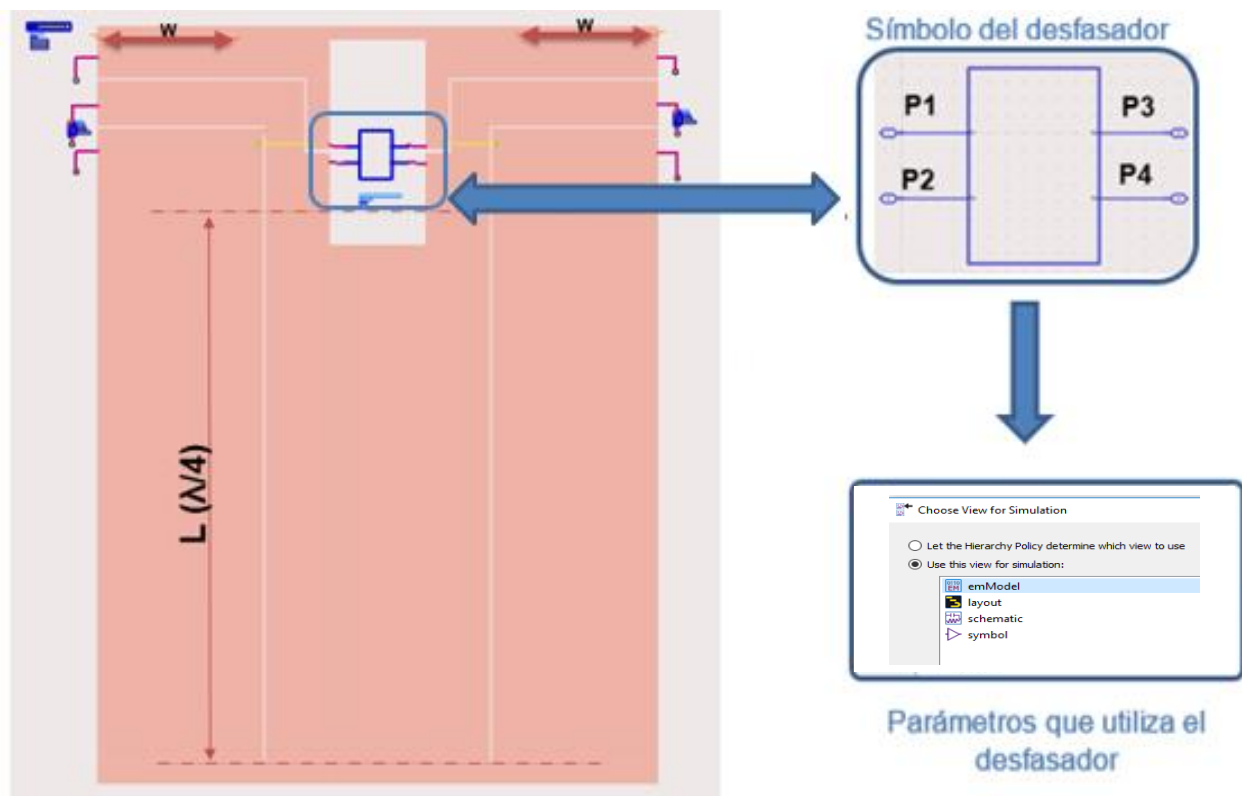
**Fig. 4.9** Componentes creados a partir del Layout.  
 (a) Componente del bloque de transiciones unidas., (b) Componente para cada estado del desfasador.

En el siguiente apartado se importarán sobre un diseño esquemático los componentes creados, para posteriormente unirlos y obtener unos resultados con la herramienta de simulación *Momentum* de ADS.

### 4.3.2 Resultados de la unión Transición - Desfasador MEMS

La **fig. 4.10** muestra la unión de los componentes en un diseño esquemático. Por lo tanto, se generan 2 diseños esquemáticos, uno para cada estado del desfasador. El símbolo que se observa conectado en medio de las dos transiciones es el desfasador MEMS.

Para obtener los dos estados del desfasador es necesario indicar al simulador ADS que use la configuración guardada del EM Momentum antes de lanzar la simulación. De esta manera el programa hereda la configuración de las capas, que se tiene para cada estado del desfasador.



**Fig. 4.10** Diseño final que incluye la unión de los componentes transición y desfasador.

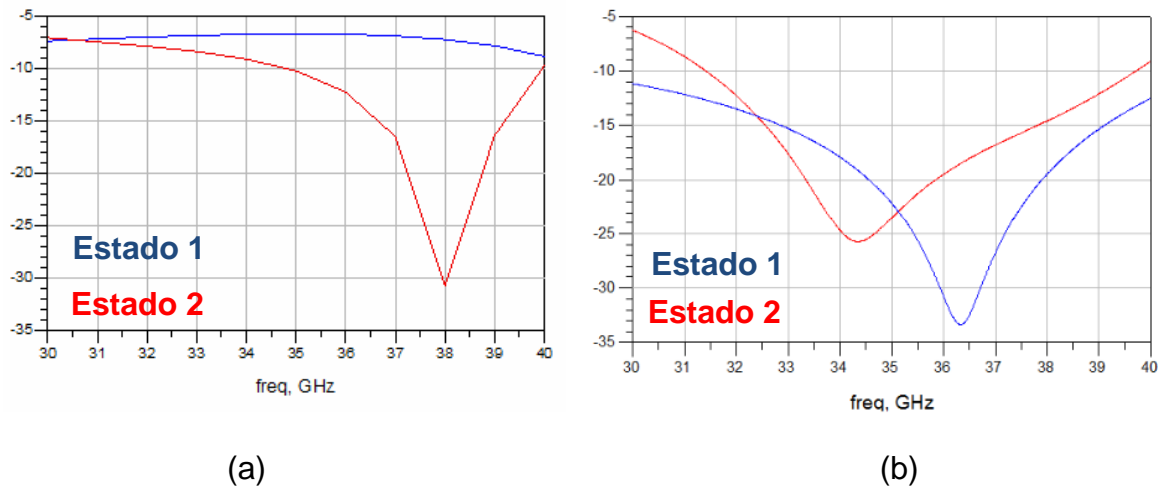
Para llegar al diseño final, se ha tenido en cuenta los efectos que causa variar la sección de  $\lambda/4$  ( $L$ ), variar la anchura ( $w$ ) de las transiciones que conectan con el divisor y combinador respectivamente.

En la Tabla 4.1. se muestra cómo afecta a las pérdidas por reflexión e inserción y desfase, variar el ancho de la transición ( $w$ ), manteniendo fija la sección de  $\lambda/4$ . Se puede observar que al aumentar la anchura se mejoran las pérdidas por reflexión e inserción, pero el desfase no es satisfactorio. Las respuestas se muestran en la **Fig. 4.11**

Tabla 4.1 Cómo afecta variar la anchura de la transición al diseño final.

Gráfica	Longitud [μm]	Ancho [μm]	Pérdidas por Reflexión [dB] Banda [ 30 – 40 GHz]	Pérdidas de inserción [dB] Banda [ 30 – 40 GHz]
(a)	1457	100	8 - 30	2,5 – 1
(b)	1457	400	6 - 35	2 – 0.6





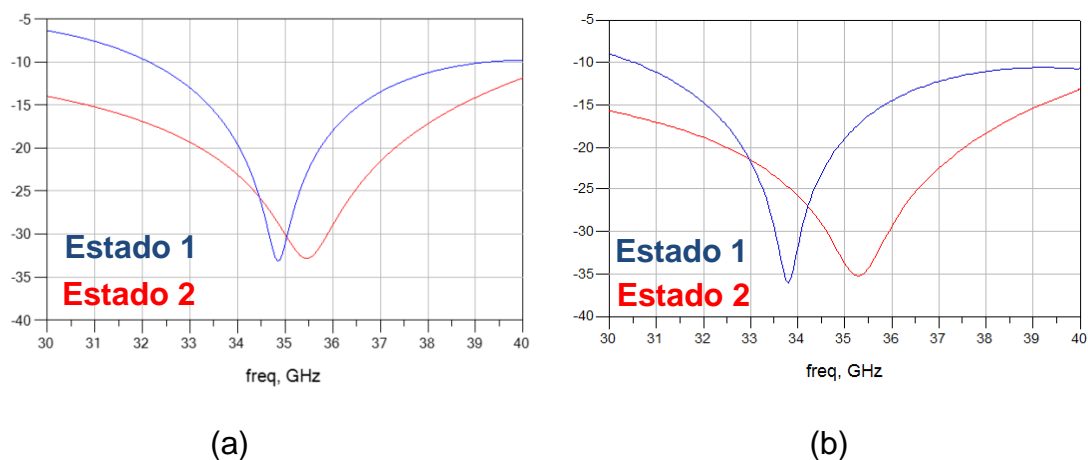
**Fig. 4.11** Pérdidas por retorno (S11), al variar la anchura de la transición que une al divisor/combinador.

(a) Anchura de 100  $\mu\text{m}$ , (b) Anchura 400  $\mu\text{m}$ .

En la **Tabla 4.2**, se muestra cómo al aumentar la longitud de la sección de  $\lambda/4$  (L) y manteniendo constante el valor de anchura anterior (400  $\mu\text{m}$ ), se obtienen mejores resultados tanto en pérdidas de reflexión e inserción, como en el desfase. Las respuestas se muestran en la **Fig.4.12**.

Tabla 4.2 Cómo afecta variar la longitud de la sección de  $\lambda/4$  al diseño final.

Gráfica	Longitud [ $\mu\text{m}$ ]	Ancho [ $\mu\text{m}$ ]	Pérdidas por Reflexión [dB] Banda [ 30 – 40 GHz]	Pérdidas de inserción [dB] Banda [ 30 – 40 GHz]
(a)	1524	400	7 - 33	1,5 – 1
(b)	1669	400	10 - 35	0.9 – 0.2



**Fig. 4.12** Pérdidas por retorno (S11), al variar la  $L(\lambda/4)$  de la transición.  
(a)  $L = 1524 \mu\text{m}$ , (b)  $L = 1669 \mu\text{m}$ .

Del estudio realizado anteriormente se derivan las siguientes conclusiones generales:

- La longitud de onda guiada  $\lambda/4$  tiene un tamaño máximo, que no se ha de superar, ya que se empeoran los resultados obtenidos en términos de pérdidas por reflexión, transmisión y desfase.
- Es necesario encontrar un compromiso entre todos estos parámetros, con el objetivo de obtener buenas pérdidas por reflexión, transmisión y un desfase aproximado de  $180^\circ$ .

La tabla 4.3 muestra los parámetros finales del diseño, el cual se utilizará para implementar el diseño del discriminador de microondas reconfigurable.

Tabla 4.3 Parámetros del diseño final que consiste en la unión transición desfasador MEMS  $180^\circ$ .

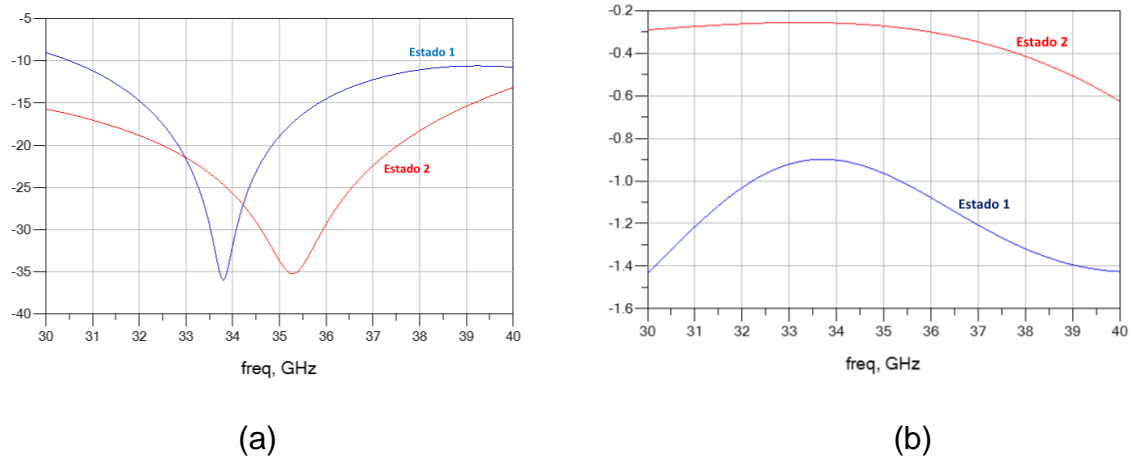
Longitud [ $\mu\text{m}$ ]	Ancho [ $\mu\text{m}$ ]	Pérdidas por Reflexión [dB] Banda [ 30 – 40 GHz]	Pérdidas de inserción [dB] Banda [ 30 – 40 GHz]	Fase ( $^\circ$ )
1669	400	10 - 35	0,9 – 0,2	180,2

#### 4.3.2.1 Resultados del diseño final

La **Fig. 4. 13.a.** muestra las pérdidas por reflexión a la entrada del diseño unión transición – desfasador MEMS.

Se han conseguido para el estado 1, unas pérdidas por reflexión de 18,6 dB y para el estado 2 se han obtenido unas perdidas por reflexión de 34 dB mostrado en la **Fig. 4. 13.a.** Los valores obtenidos son a la frecuencia central de 35 GHz.

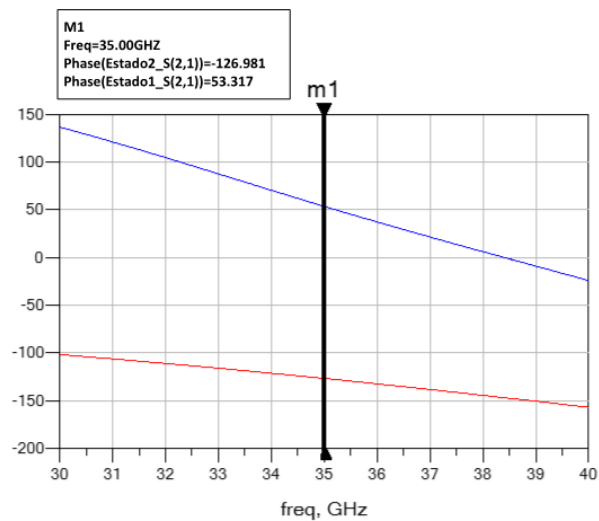
La **Fig. 4.13.b** muestra las pérdidas de inserción en el puerto de salida del diseño, para ambos estados del circuito reconfigurable. En el estado 1, se tiene un valor de 0,96 dB y de 0,27 dB para el estado 2. Los valores obtenidos son a la frecuencia central de 35 GHz.



**Fig. 4.13** Pérdidas por reflexión e inserción del diseño unión transición - desfasador.

(a) Pérdidas por retorno (S11), (b) Pérdidas por transmisión (S21).

La **Fig. 4.14** muestra el desfase obtenido de la unión de ambos componentes, teniendo en cuenta los dos estados del desfasador. Para el estado 1, se obtiene una fase de  $53.31^\circ$  y para el estado 2 de  $-126.98^\circ$  a la frecuencia central (35 GHz). Por lo tanto, el desfase total que se obtiene a la frecuencia central es de  $180,2^\circ$ .



**Fig. 4.14** Desfase obtenido del diseño unión transición – desfasador MEMS  $180^\circ$

#### 4.4. Bibliografía

- [1] O.Jefferson, "Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits", TFG, U.P.C., EETAC, Barcelona, España, 2016.
- [2] Chien-Hsun Ho, Lu Fan and -Kai Chang, "A Broad Band Uniplanar Hybrid-Ring and Branch-Line Couplers", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol.41, N°12,pp.2116-2125. December, 1993.

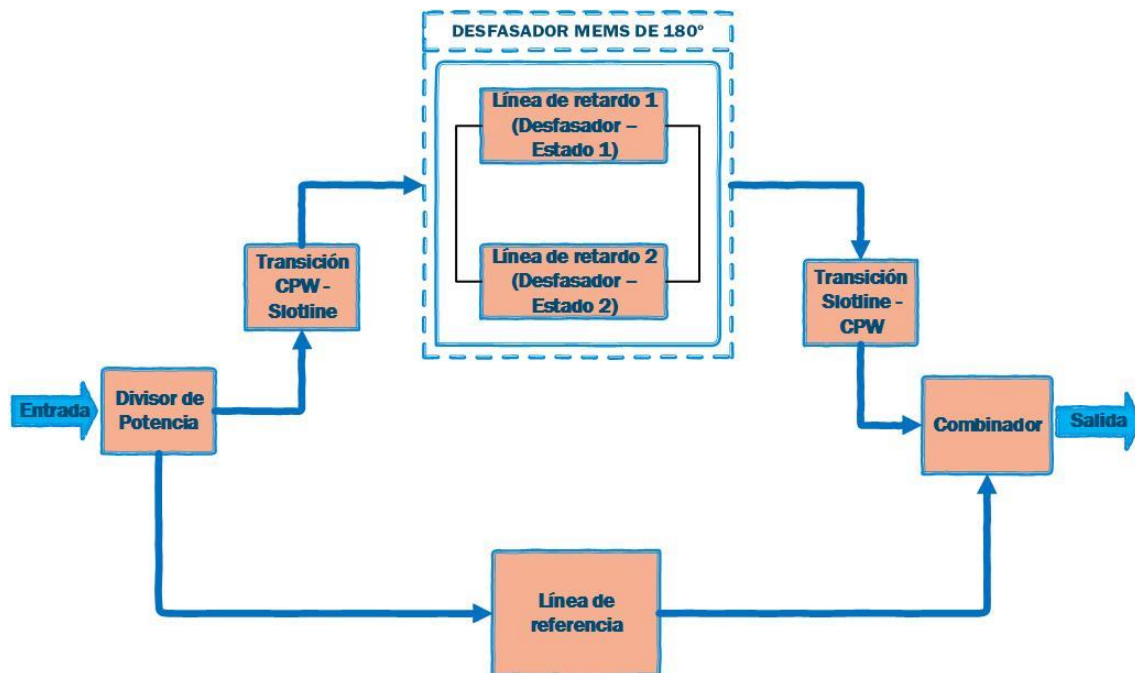
## CAPÍTULO 5. DISEÑO FINAL – DISCRIMINADOR DE MICROONDAS RECONFIGURABLE DE 2 - BITS

### 5.1 Introducción

El discriminador de microondas reconfigurable es un dispositivo de dos puertos, que genera 2 bits para la identificación de frecuencias de señales desconocidas en un sistema de medición de frecuencia [1].

El dispositivo diseñado opera en el intervalo de frecuencia de 30 – 40 GHz, que corresponde a la banda de frecuencia Ka. La implementación del dispositivo se ha realizado con tecnología uniplanar.

En la **Fig. 5.1**, se presentan los componentes que forman un discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits.



**Fig. 5.1** Topología de un Discriminador de ondas reconfigurable de 2 bits, [2].

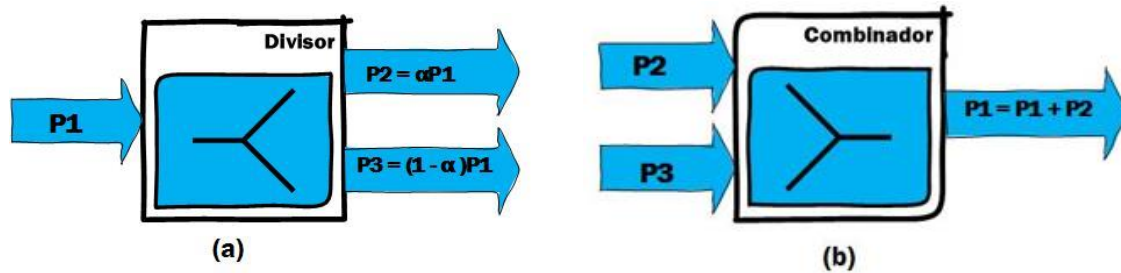
En el siguiente apartado se describe el comportamiento del divisor de potencia utilizado en este diseño.

Por último, se expondrá el diseño final junto a los resultados finales obtenidos en términos de pérdidas de inserción y los bits obtenidos para cada subbanda definida por los bits.

## 5.2. Divisor de potencia

El divisor y combinador de potencia, son dispositivos pasivos que comúnmente son utilizados en sistemas de radiofrecuencia.

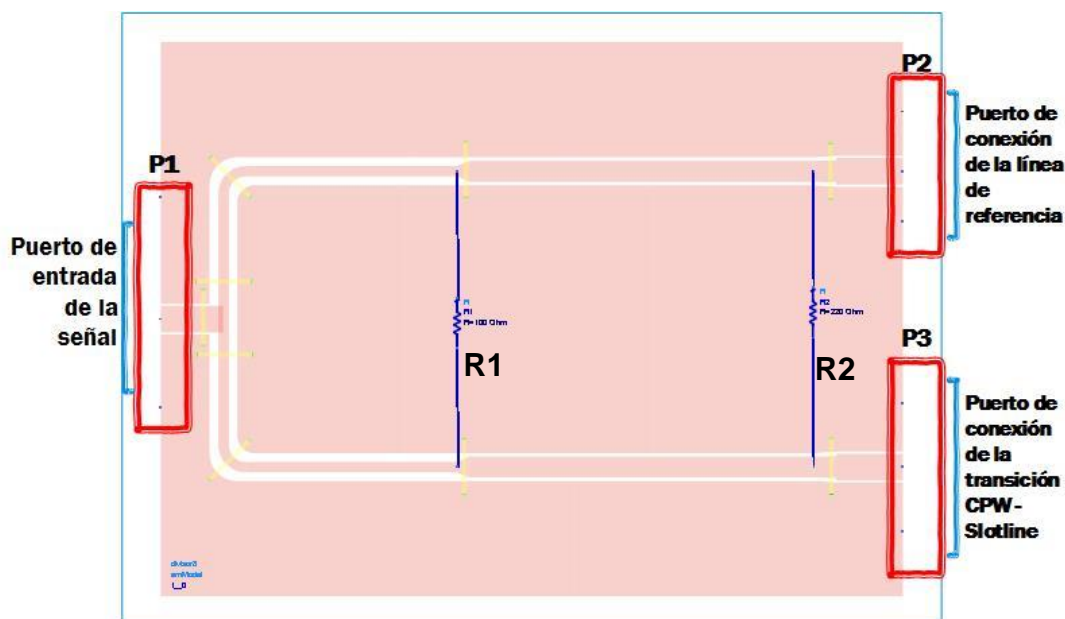
Por un lado, el divisor (ver **Fig. 5.2.a**) divide la señal de entrada en dos o más señales con menor potencia a su salida. En cambio, el combinador (ver **Fig. 5.2.b**) realiza la función inversa: dadas 2 o más señales las combina y se obtiene la suma de las señales en su puerto de salida.



**Fig. 5.2** Divisor / Combinador de potencia.  
(a) Divisor de potencia, (b) Combinador de potencia, [3].

En [4] se diseña un divisor *Wilkinson* de 2 etapas, el cual se utilizará para implementar el diseño final del discriminador reconfigurable. Se utiliza un divisor con 2 etapas, para obtener un mayor ancho de banda de operación.

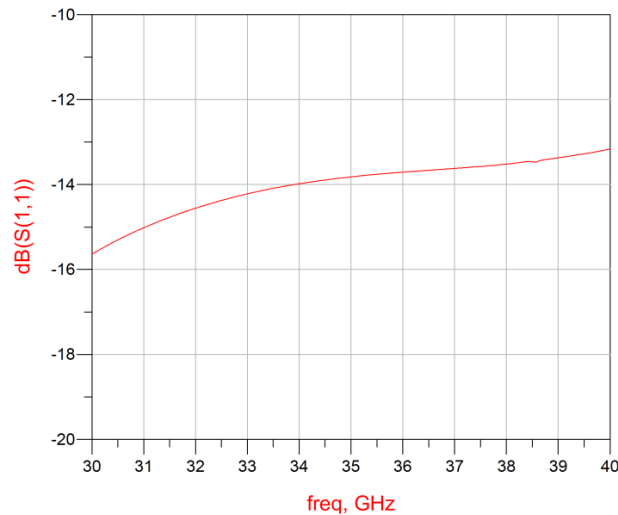
En la **Fig. 5.3** se muestra el divisor que se empleará en el diseño final. Este dispositivo utiliza dos resistencias SMD; una resistencia  $R_1$  de 100 ohm y otra resistencia  $R_2$  de 220 ohm, para dar un aislamiento máximo al dispositivo.



**Fig. 5.3** Divisor / Combinador Wilkinson con doble etapa, [4].

### 5.2.1. Pérdida por Retorno del Divisor / Combinador

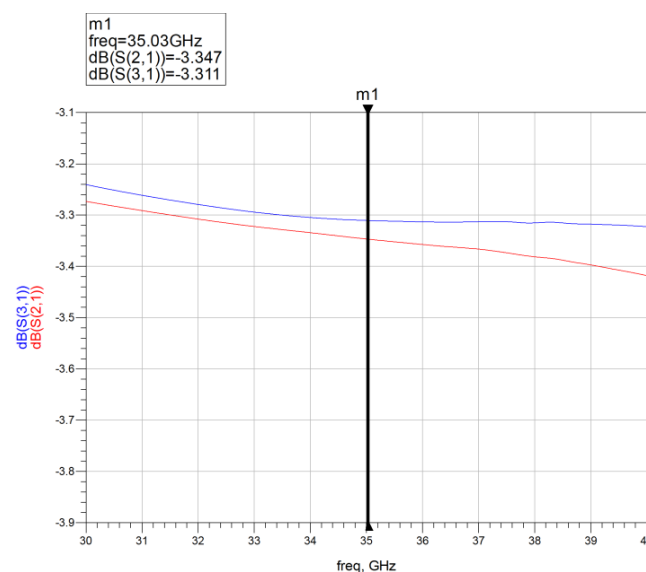
El divisor / combinador de potencia presenta un puerto de entrada: puerto 1, y dos puertos de salida: puertos 2 y 3. Todos los puertos del divisor presentan una impedancia de 50  $\Omega$ . A continuación, se presentan las pérdidas por reflexión (S11) simuladas con la herramienta *Momentum de ADS*. **Fig.5.4.**



**Fig. 5.4** Pérdida por reflexión del divisor / combinador, [4].

### 5.2.2. Pérdida de Inserción

La **Fig. 5.5** muestra las pérdidas de inserción (S21) y (S31) en el puerto de salida del divisor. Las pérdidas de inserción a la frecuencia central de trabajo 35 GHz son: S21 = -3,35 dB y el S31 = -3.31 dB



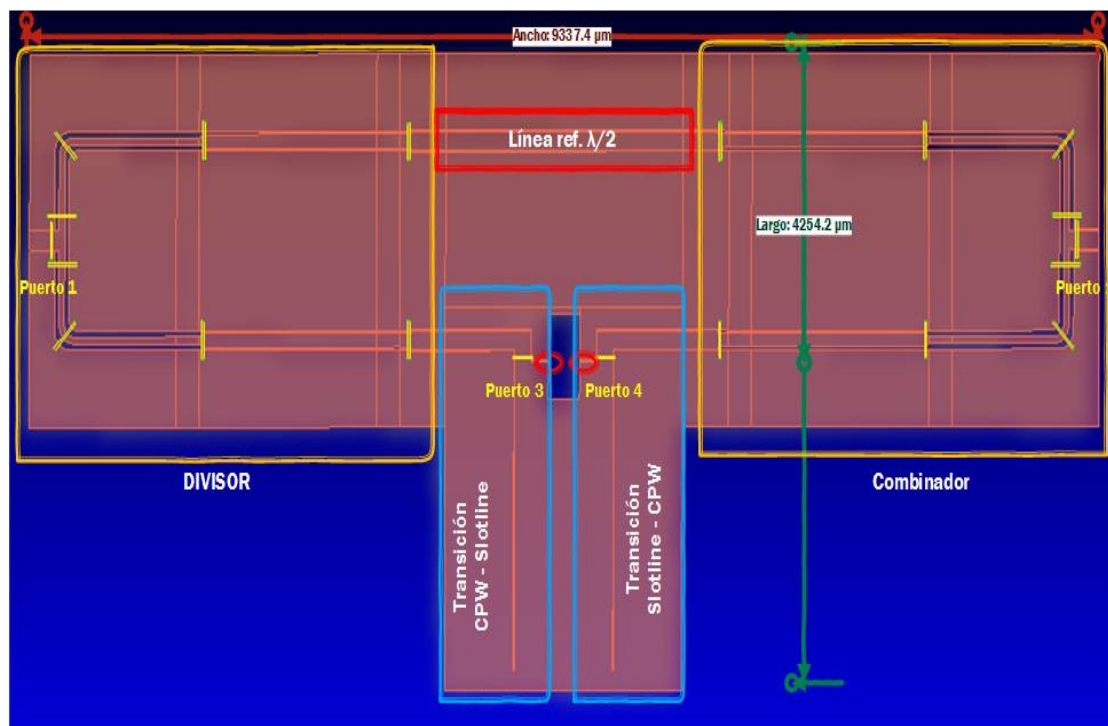
**Fig. 5.5** Pérdida de inserción del divisor / combinador, [4].

### 5.3. Diseño del discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits.

El dispositivo desarrollado en este proyecto reduce considerablemente el número de componentes electrónicos usados comúnmente en sistemas de medición de frecuencia instantánea.

El diseño del discriminador se lleva a cabo uniendo en un esquemático los componentes estudiados y desarrollados anteriormente. Por un lado, se han unido los componentes que utilizan las mismas capas para su simulación, los cuales son: divisor, transición *CPW – Slotline*, combinador y la línea de referencia  $\lambda/2$ , y por otro, el del desfasador MEMS de  $180^\circ$  con sus dos estados. Todos estos componentes se han integrado en un diseño en esquemático y se han obtenido las simulaciones con *ADS/ Momentum*.

En la **Fig.5.6** se muestra el diseño final del discriminador reconfigurable con los componentes unidos por medio de una línea de referencia de  $\lambda/2$ . Dicho bloque tiene una anchura de  $9337,4 \mu\text{m}$  y un largo de  $4254,2 \mu\text{m}$ . En el centro del bloque se observa el puerto 3 y el puerto 4. Estos puertos servirán para conectar el desfasador al bloque de la **Fig.5.6** cuando estos estén sobre un diseño esquemático. Por lo tanto, se tendrán que realizar dos esquemáticos, uno para cada estado del desfasador.

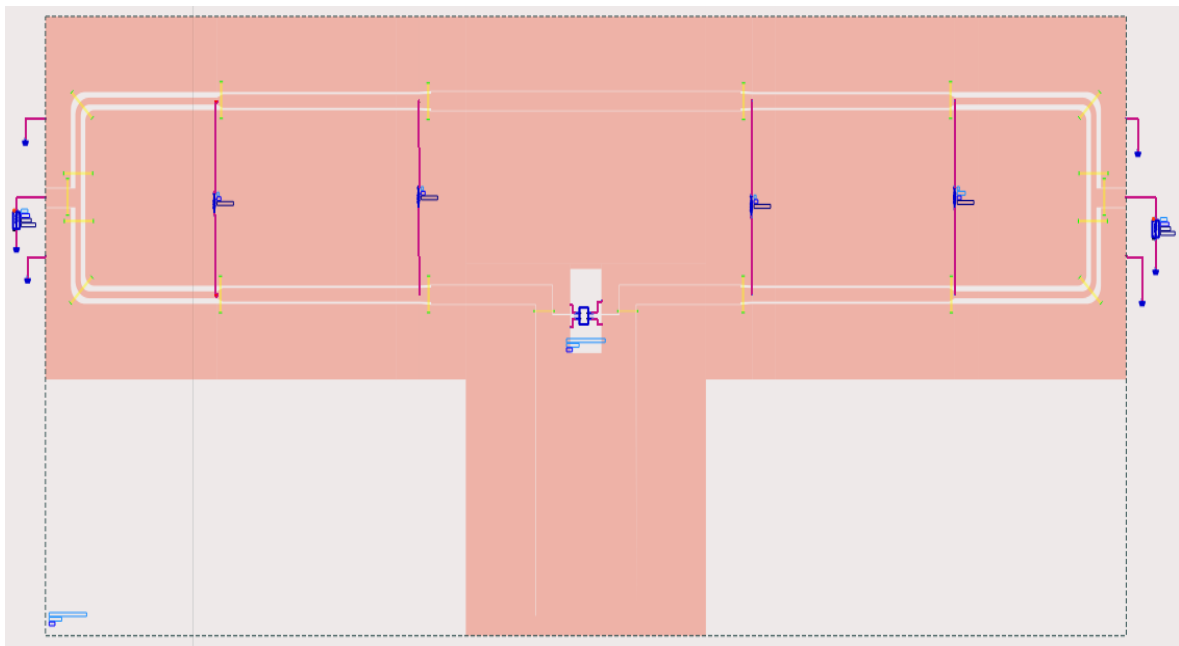


**Fig. 5.6** Bloque de componentes del discriminador unidos mediante una línea de referencia  $\lambda/2$ .



Una vez generado el diseño, se definirán las capas usadas para la simulación, mostradas en la **Fig. 4.3** para todo el bloque y se usará un mallado de 100 celdas por longitud de onda. Para el cálculo de la línea de referencia  $\lambda/2$  se ha utilizado la herramienta *LineCalc*, para obtener un valor aproximado que luego se irá optimizando hasta obtener resultados satisfactorios en términos de pérdidas de inserción.

Posteriormente, se importará el diseño como un componente a la biblioteca de ADS para utilizarlo en el siguiente paso, que es conectar el componente del desfaseador MEMS al componente del diseño guardado, como se observa en la **Fig. 5.6**.



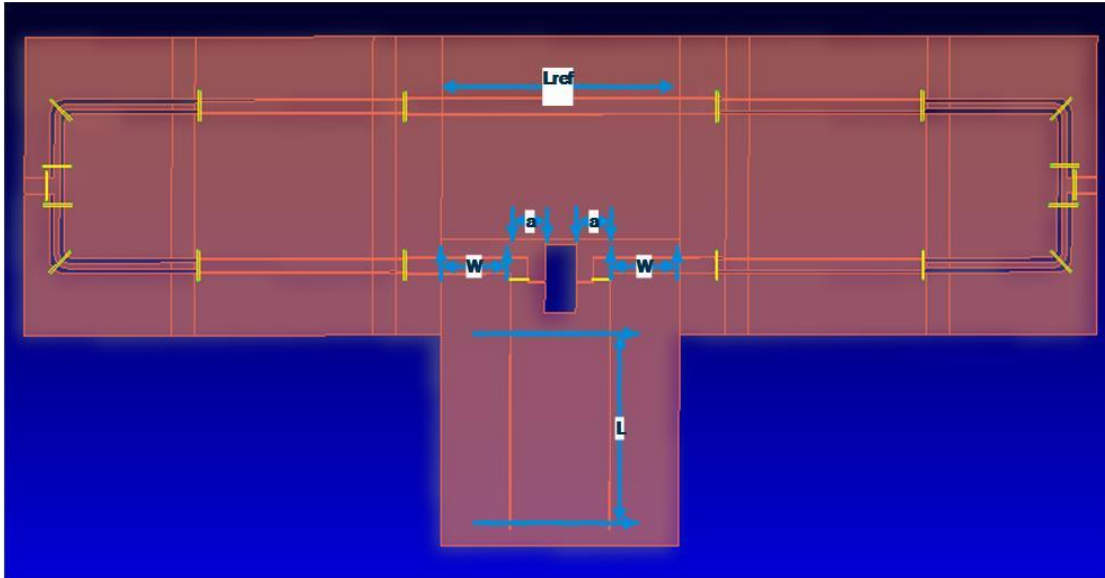
**Fig. 5.6** Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 bits.

Con el fin de conectar el desfaseador al bloque con los demás componentes unidos, se ha tenido que convertir el componente del desfaseador en forma de símbolo, para hacer más fácil su conexión con el bloque diseñado.

### 5.3.1 Características físicas

Para obtener el diseño final del DMR, se ha tenido en cuenta cómo afecta el ancho de las transiciones ( $w$ ), la anchura de conexión de la transición con el desfaseador ( $a$ ), la longitud de la línea de referencia ( $L_{ref}$ ) y por último la sección de  $\lambda/4$  ( $L$ ) (ver **Fig.5.7**).

En la **Fig. 5.7** se muestran las características físicas del diseño, las cuales se han tenido que optimizar para obtener el diseño final del discriminador reconfigurable.



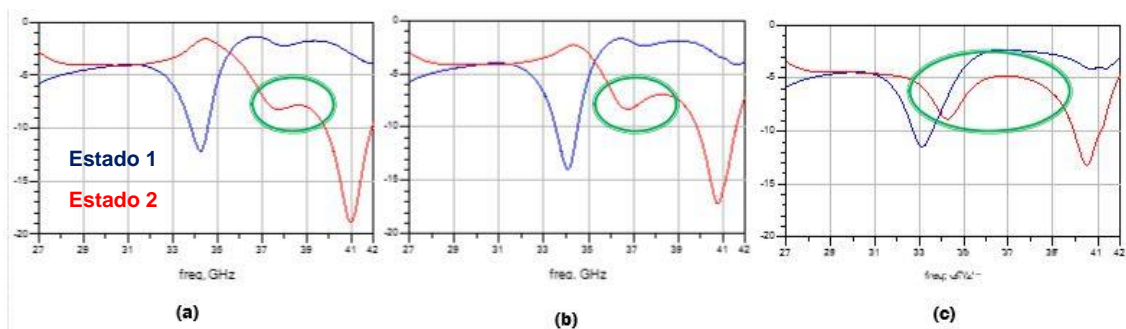
**Fig. 5.7** Características físicas del DMR de 2 bits.

En la tabla 5.1 se muestra cómo al aumentar la sección de  $\lambda/4$  y manteniendo los valores de la longitud de la línea de referencia de  $\lambda/2$  y las anchuras de ambos lados de la transición, se obtienen cada vez menos pérdidas de inserción.

Tabla 5.1 Cómo afecta la longitud “L” en las perdidas por transmisión.

L [ $\mu\text{m}$ ]	Lref [ $\mu\text{m}$ ]	w [ $\mu\text{m}$ ]	a [ $\mu\text{m}$ ]	Gráfica
1691	1974	600	100	(a)
1775	1974	600	100	(b)
1925	1974	600	100	(c)

Se observa que, conforme se aumenta, L aparece un lóbulo cada vez más prominente que llega incluso a cruzar con la señal del estado 1. Ver **(Fig.5.8 (a)(b)(c))**



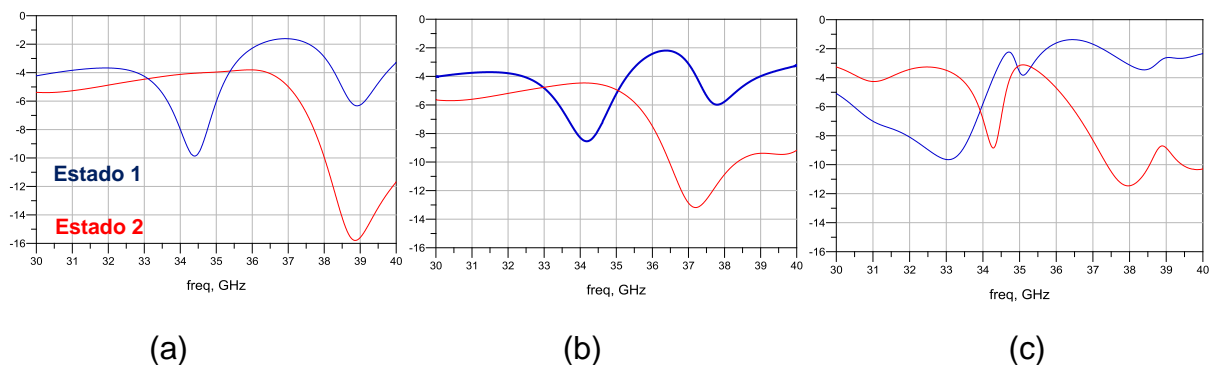
**Fig. 5.8** Pérdidas de inserción (S21) al variar L.

En la tabla 5.2 se muestra cómo afecta en términos de pérdidas de inserción disminuir la anchura de la transición ( $w$ ) e incrementar el valor de la longitud de la línea de referencia  $\lambda/2$ , cuyo valor calculado con la herramienta *LineCalc* es aproximadamente 2200  $\mu\text{m}$ .

Tabla 5.2 Cómo afecta la longitud de referencia  $\lambda/2$  en las pérdidas por transmisión.

L [ $\mu\text{m}$ ]	Lref [ $\mu\text{m}$ ]	w [ $\mu\text{m}$ ]	a [ $\mu\text{m}$ ]	Gráfica
1691	1573	400	150	(a)
1691	1874	400	150	(b)
1691	3300	400	150	(c)

En la **Fig.5.9 (a)(b)(c)** se observa cómo el estado 1 se ve afectado si la línea de referencia aumenta por encima de 2800  $\mu\text{m}$ , ya que hace desplazar ambos estados hacia frecuencias más bajas, empeorando las pérdidas de inserción en el estado 2. Por lo tanto, al pasar el umbral de los 2800  $\mu\text{m}$ , la línea no se comportaría como una línea de  $\lambda/2$  y no se obtienen resultados satisfactorios.



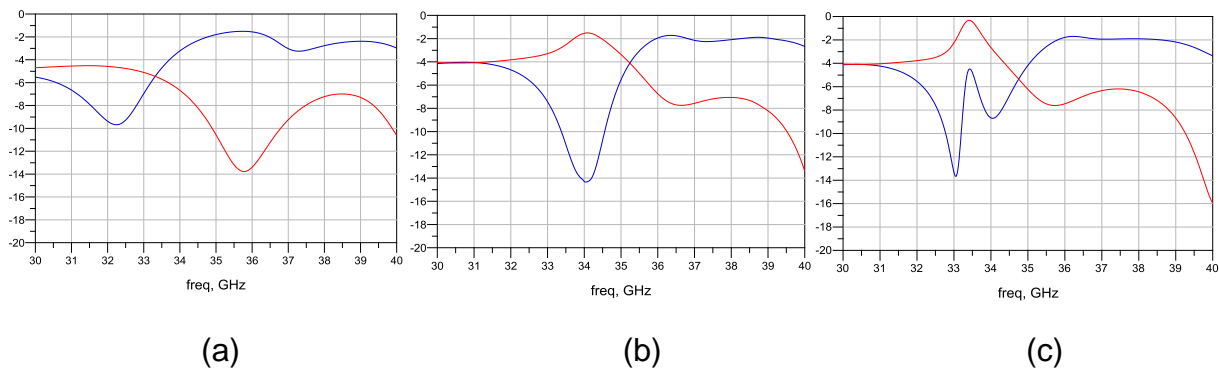
**Fig. 5.9** Pérdidas de inserción (S21) al variar la longitud de la línea de referencia  $\lambda/2$ .

Por último, en la tabla 5.3 se observa cómo afecta incrementar el ancho ( $a$ ) y la línea de ref.  $\lambda/2$ , mientras se mantienen los otros parámetros constantes.

En este caso empeoran las pérdidas de inserción cuando la anchura de la transición ( $a$ ), que conecta con la *Slotline*, es de 200  $\mu\text{m}$  (ver **Fig.5.10**).

Tabla 5.3 Cómo afecta aumentar la anchura (a) y la Lref ( $\lambda/2$ ) en las pérdidas de inserción.

L [ $\mu\text{m}$ ]	Lref [ $\mu\text{m}$ ]	w [ $\mu\text{m}$ ]	a [ $\mu\text{m}$ ]	gráfica
1691	1890	600	60	(a)
1691	1974	600	150	(b)
1691	2174	600	200	(c)



**Fig. 5.10** Pérdidas de inserción ( $S_{21}$ ) al variar la anchura (a) y longitud de la línea de referencia  $\lambda/2$ .

### 5.3.2 Resultados

En la **Fig. 5.11** se muestran las pérdidas de inserción ( $S_{21}$ ) del dispositivo simuladas para cada uno de los estados del desfaseador MEMS, así como también sus formas de onda digital después del proceso de detección y conversión analógico /digital.

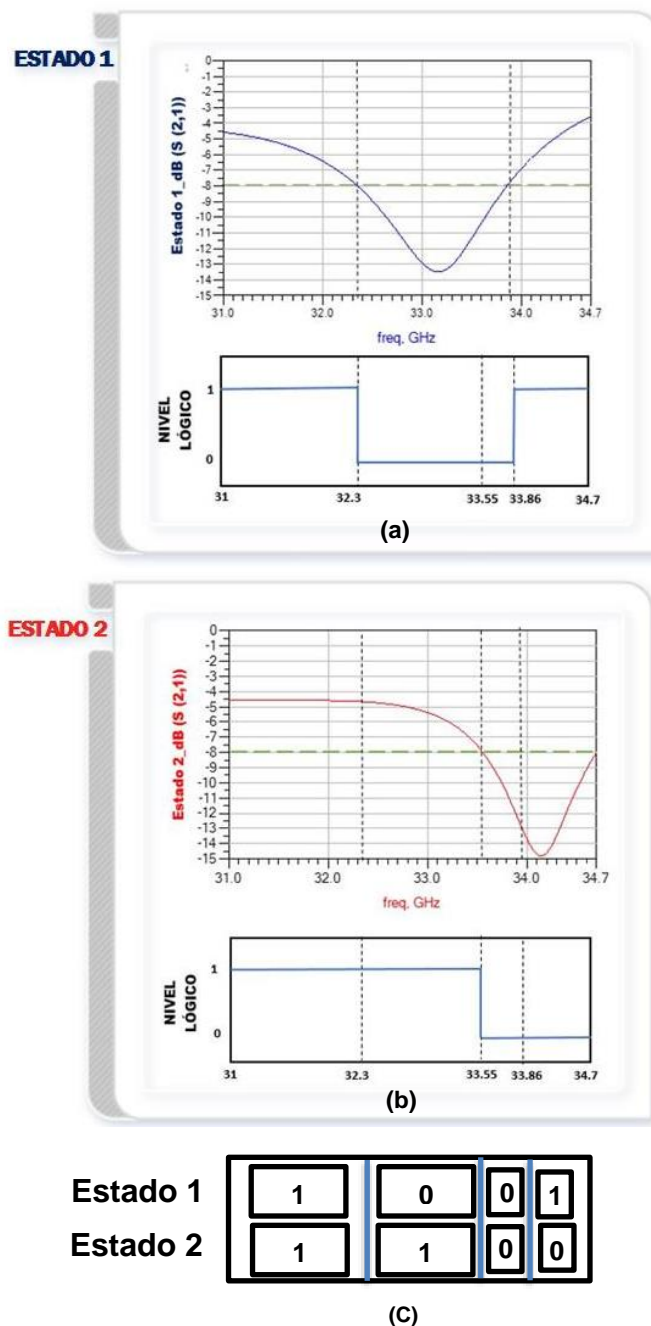
Para la etapa de detección y conversión, se fijarán un umbral de -8 dB, Para los bits de identificación se ha de configurar la etapa de conversión analógico/digital. El nivel lógico 1 se obtiene cuando se cumple la condición  $|S_{21}| \geq -8$  dB y el 0 lógico se obtiene cuando  $|S_{21}| < -8$  dB.

En la **Fig. 5.11.a** y la **Fig. 5.11.b** se muestran las pérdidas de inserción  $|S_{21}|$  considerando un umbral de -8 dB, para cada uno de los estados del desfaseador, además de mostrar las señales digitales. La banda de trabajo va desde 31 a 35 GHz, se divide en 4 subbandas, en donde cada subbanda corresponde a una palabra digital compuesta por 2 bits. La **Fig.5.11.c** muestra las subbandas del dispositivo.

La tabla 5.4 muestra las cuatro subbandas definidas para los bits 1 y 2, con sus respectivas resoluciones. La resolución depende del retardo mayor presentado por el sistema de medición de frecuencia. A mayor número de bits, mayor resolución del sistema.

Tabla 5.4 Subbandas del Discriminador de Microondas Reconfigurable

Subbanda	1	2	3	4
Bit 1 (Estado 1)	1	0	0	1
Bit 2 (Estado 2)	1	1	0	0
Subbanda (GHz)	31 - 32,3	32.3 – 33.6	33.6 – 33.9	33.9 – 34.7



**Fig. 5.11** Respuestas del discriminador de microondas reconfigurable. (a) Pérdidas por transmisión ( $S_{21}$ ) y señal digital para estado 1; (b) Pérdidas de inserción ( $S_{21}$ ) y señal digital para estado 2; (c) Subbandas y bits de identificación.

## 5.4. Bibliografía

- [1] Espinosa M.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I.; de Melo M. T.; 2-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 24, Nº. 8, pp. 569-571, August 2014.
- [2] Espinosa-Espinosa M.; de Oliveira B. G. M.; Llamas-Garro I.; de Melo M. T.; Kim Jung-Mu; 4-Bit, 1-4 GHz Reconfigurable Discriminator for Frequency, In *Proceedings of 44th European Microwave Conference* (EuMW 2014), 5-10 October 2014, Rome (Italy).
- [3] Pozar, D. M., "Power Dividers and Directional Couplers", Cap. 7 en *Microwave Engineering Fourth Edition*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 317-379, Hoboken, New Jersey, 2012.
- [4] O.Jefferson, "Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits", TFG, U.P.C., EETAC, Barcelona, España, 2016.

## CAPÍTULO 6. CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO

### 6.1. Conclusión

En este proyecto de final de grado se presenta y demuestra el funcionamiento del discriminador de microondas reconfigurable de 2 bits, implementado con un desfasador MEMS a partir de la unión de los componentes diseñados en [1].

Este trabajo combina la reconfigurabilidad de la tecnología MEMS, con la tecnología uniplanar, muy conveniente para la integración de dispositivos RF-MEMS debido al fácil acceso que se tiene a sus planos de masa. Lo cual permite una mayor simplicidad en su diseño y fabricación.

Para el diseño de la transición *CPW -Slotline*, se ha tenido que optimizar el diseño de la transición creada en [1], haciendo uso secciones de  $\lambda/4$  para eliminar las pérdidas por radiación que originaba el *Stub* en circuito abierto. También es importante recalcar que para el diseño de la unión transición – desfasador MEMS, fue necesario tener en consideración los dos estados del desfasador, por lo que se tuvo que crear un componente para cada estado.

Para el diseño final fue muy importante tener en cuenta cómo afectan las anchuras de la transición, la línea de referencia  $\lambda/2$  y la sección de  $\lambda/4$ , ya que al variar cualquiera de estos parámetros se obtienen mejores o peores pérdidas de inserción. Existe, por lo tanto, un compromiso entre estos parámetros para lograr obtener resultados satisfactorios.

En conclusión, se ha diseñado un discriminador de microondas reconfigurable, optimizando los componentes creados en [1]. Este dispositivo es escalable y aporta reconfigurabilidad al sistema RFM-MEMS. En comparación con los sistemas medidores de frecuencia instantánea (MFI) de uso tradicional, estos tienen un menor tamaño, debido al menor uso de componentes electrónicos, lo cual permite un bajo consumo de energía y un menor coste en su fabricación.

### 6.2. Trabajo futuro

El objetivo de este proyecto ha sido diseñar y demostrar el funcionamiento de un discriminador de microondas reconfigurable de 2 – bits, unificando en un solo dispositivo los componentes desarrollados en [1].

El siguiente proyecto a realizar, será implementar el interruptor incluyendo su diseño mecánico, para conseguir los 2 estados del discriminador y comprobar su correcto funcionamiento para llevar a la practica el sistema MFR.

Posteriormente, se integrará con los demás componentes que forman el sistema MFR, los cuales son: la antena, el amplificador limitador conectado a la entrada del discriminador, el detector, el amplificador de potencia, y el conversor

analógico/digital conectados a la salida. Se simulará el comportamiento de todo el circuito y se realizarán los ajustes necesarios para obtener los bits que se usarán para la identificación de frecuencias desconocidas.

Una vez diseñado el sistema MFR y obtenidos los resultados deseados en la banda de operación, se procederá a su fabricación. La fabricación se llevará a cabo mediante una implementación utilizando la tecnología MEMS.

Una vez fabricado el sistema MFR, se deben realizar medidas de laboratorio para corroborar los resultados teóricos.

### **6.3. Bibliografía**

- [1] O.Jefferson, “Componentes de un Discriminador de Microondas Reconfigurable de 2 Bits”, TFG, U.P.C., EETAC, Barcelona, España, 2016.